

JP2004266586

PUB DATE: 2004-09-24

APPLICANT: HITACHI LTD

HAS ATTACHED HERETO CORRESPONDING ENGLISH LANGUAGE EQUIVALENT:

US2004174840

PUB DATE: 2004-09-09

APPLICANT: YANO TAKASHI, ; TAMAKI SATOSHI, ; HANAOKA SEISHI, ; KATO TAKESHI, ; HITACHI, LTD

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2004-266586
(43)Date of publication of application : 24.09.2004

(51)Int.CI. H04J 15/00

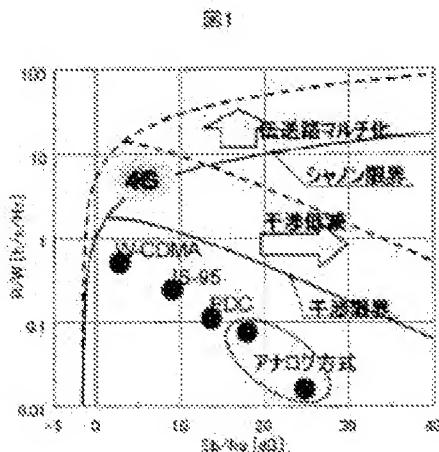
(21)Application number : 2003-055096 (71)Applicant : HITACHI LTD
(22)Date of filing : 03.03.2003 (72)Inventor : YANO TAKASHI
TAMAKI SATOSHI
HANAOKA MASAYUKI
KATO TAKESHI

(54) DATA TRANSMITTING AND RECEIVING METHOD OF MOBILE COMMUNICATION SYSTEM

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a mobile communication system in which a frequency utilizing efficiency is considerably improved by extending an operating limitation of a conventional mobile communication system.

SOLUTION: Data transmission method in the mobile communication system is equipped with a transmission pathway multiplying means for extending Shannon Limit and an interference reducing means for extending an interference limit. More specifically, an M number of modulators and L number of transmitting antennas are provided at a transmission side. An L number of signals are produced by multiplying the M number of the modulated signals by a complex matrix comprising an $M \times L$ number of elements, so that the L number of the signals are transmitted from the L numbers of the antennae.



(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2004-266586

(P2004-266586A)

(43) 公開日 平成16年9月24日 (2004.9.24)

(51) Int.Cl.⁷

H04J 15/00

F 1

H04J 15/00

テーマコード (参考)

5K022

審査請求 未請求 請求項の数 20 O.L. (全 17 頁)

(21) 出願番号

特願2003-55096 (P2003-55096)

(22) 出願日

平成15年3月3日 (2003.3.3)

(71) 出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

100075096

弁理士 作田 康夫

矢野 隆

東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地

株式会社日立製作所中央研究所内

玉木 諭

東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地

株式会社日立製作所中央研究所内

花岡 誠之

東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地

株式会社日立製作所中央研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 移動通信システムのデータ送受信方法

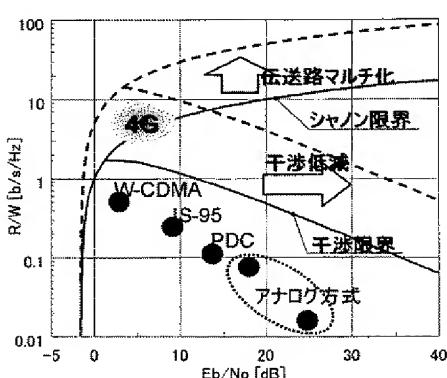
(57) 【要約】

【課題】 従来の移動通信システムの運用限界を拡張し、周波数利用効率を大きく改善した移動通信システムを提供する。

【解決手段】 本発明の移動通信システムにおけるデータ伝送方法は、シャノン限界を拡張する伝送路マルチ化の手段と、干渉限界を拡張する干渉低減手段とを備えたことを特徴とする。より具体的には、送信側にM個の変調器とL個の送信アンテナを備え、M個の変調信号に対してM×L個の要素からなる複素行列を乗じることでL個の信号を生成し、これをL個の送信アンテナから送信することを特徴とする。

【選択図】 図1

図1



【特許請求の範囲】**【請求項1】**

送信局と受信局を有する移動通信システムであって、
上記送信局は、
複数の変調器と、
送信データを符号化して符号語にし、該符号語を複数の信号に分配して上記複数の変調器
に向けて出力する符号化器と、
上記複数の変調器で変調された送信信号に、該送信信号を複数のアンテナから送信するた
めのビームフォーミングを行う演算部と、
複数のアンテナとを有し、
上記受信局は、
上記送信局の上記複数のアンテナから送信された信号をそれぞれ受信する複数のアンテナ
と、
上記複数のアンテナから入力された信号をもとに上記複数の信号を分離するMIMO変調
器と、
上記MIMO変調器から出力される複数の信号を復調する複数の復調器と、
上記復調された複数の信号を復号化する復号化器とを有することを特徴とする移動通信シ
ステム。

【請求項2】

請求項1記載の移動通信システムであって、
上記送信局は、M個の上記変調器と、L個の上記アンテナを有し、
上記演算部は、上記変調器から入力されるM個の信号にM×L個の要素からなる複素行列
を乗算し、
上記複素行列は、上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナとの間の伝
搬路状態に基づいて定められることを特徴とする移動通信システム。

【請求項3】

請求項1記載の移動通信システムであって、上記符号化器の符号化率は、上記送信局の複
数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナとの間の伝搬路状態に基づいて定められること
を特徴とする移動通信システム。

【請求項4】

請求項1記載の移動通信システムであって、上記変調器は多値変調を行うことを特徴とす
る移動通信システム。

【請求項5】

請求項4記載の移動通信システムであって、上記送信局は上記符号語を蓄積する第1のバ
ッファを有し、
上記第1のバッファは、上記符号語を分割して順次上記複数の変調器へ出力し、
受信局から送信される正常受信通知信号に応答して、
上記第1のバッファは上記変調器への出力を停止して蓄積された上記符号語をクリアし、
上記符号化器は上記クリアされた符号語の次の符号語を上記第1のバッファへ出力し、
上記正常受信通知信号は、上記受信局において、受信された符号化単位全体が正常に復号
されたことを表す信号であることを特徴とする移動通信システム。

【請求項6】

請求項4または5記載の移動通信システムであって、
上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナとの間のMIMO伝搬路の並
列度に応じて上記変調器における変調多値数を制御することを特徴とする移動通信シス
テム。

【請求項7】

請求項5記載の移動通信システムであって、
上記受信局は上記複数の復調器の出力を蓄積する第2のバッファと、上記復号化器の出力
を蓄積する第3のバッファと、誤り検出器とを有し、

上記復号化器は、逐次上記第2のバッファに蓄積された信号を読み出して復号化を行い、該復号結果を出力し、

上記誤り検出器は、上記復号結果により符号化単位全体が正常に復号されているか否かを判断し、

符号化単位全体が正常に復号されている場合には、

上記送信局に上記正常受信通知信号を送信し、

上記第3のバッファは蓄積された復号結果を出力することを特徴とする移動通信システム。

【請求項8】

請求項5記載の移動通信システムであって、

上記複数の変調器は、各符号語について、上記第1のバッファが output した符号語ビット数または上記複数の変調器が変調した変調シンボル数が所定の基準値を超えた場合に、上記多値変調の変調多値数を下げるることを特徴とする移動通信システム。

【請求項9】

請求項8記載の移動通信システムであって、

上記所定の基準値は、上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナとの間の伝播路状況に応じて変更されることを特徴とする移動通信システム。

【請求項10】

複数のアンテナを有し、複数のアンテナを有する受信局に複数の伝送路を用いてデータを伝送する送信局であって、

複数の変調器と、

送信データを符号化して符号語にし、該符号語を複数の信号に分配して上記複数の変調器に出力する符号化器と、

上記複数の変調器で変調された複数の送信信号に送信指向性を与える演算を行う演算部と

、

上記演算部から出力された信号を上記受信局に送信する複数のアンテナを有することを特徴とする送信局。

【請求項11】

請求項10記載の送信局であって、

M個の上記変調器と、L個の上記アンテナを有し、

上記演算部は、上記変調器から入力されるM個の信号にM×L個の要素からなる複素行列を乗算し、

上記複素行列は、上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナとの間の伝搬路状態に基づいて定められることを特徴とする送信局。

【請求項12】

請求項10記載の送信局であって、

上記符号化器の符号化率は、上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナとの間の伝搬路状態に基づいて定められることを特徴とする送信局。

【請求項13】

請求項10記載の送信局であって、

上記符号化部から出力された符号語を蓄積するバッファを有し、

上記バッファは、上記符号語を分割して順次上記複数の変調器へ出力し、

上記受信局から送信される正常受信通知信号に応答して、

上記バッファは上記変調器への出力を停止して蓄積された上記符号語をクリアし、

上記符号化器は上記クリアされた符号語の次の符号語を上記バッファへ出力し、

上記正常受信通知信号は、上記受信局において、受信された符号化単位全体が正常に復号されたことを表す信号であることを特徴とする送信局。

【請求項14】

請求項10記載の送信局であって、

上記複数の変調器は多値変調を行い、

該多値変調の変調多値数は、上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナとの間の伝搬路の並列度に応じて定められることを特徴とする送信局。

【請求項15】

請求項1 3記載の送信局であって、

上記複数の変調器は多値変調を行い、

該多値変調の変調多値数は、各符号語について、上記バッファが output した符号語ビット数または上記複数の変調器が変調した変調シンボル数が所定の基準値を超えた場合に下げられることを特徴とする送信局。

【請求項16】

複数のアンテナを有し、複数のアンテナを有する受信局に複数の伝送路を用いてデータを伝送する送信局におけるデータ送信方法であって、

送信データを符号化して符号語にし、

上記符号語を複数の信号に分割して各信号を変調器で変調し、

複数の上記変調信号ごとにまとめて、上記複数のアンテナから送信する際の送信指向性を与える演算を行い、

上記演算結果を上記複数のアンテナから送信することを特徴とするデータ送信方法。

【請求項17】

請求項1 6記載のデータ送信方法であって、

上記送信局は、M 個の上記変調器と、L 個の上記アンテナを有し、

上記演算は、上記変調器から入力される M 個の信号に M × L 個の要素からなる複素行列を乗算する手順であり、

上記複素行列は、上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナとの間の伝搬路状態に基づいて定められることを特徴とするデータ送信方法。

【請求項18】

請求項1 6記載のデータ送信方法であって、

上記符号化器の符号化率は、上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナとの間の伝搬路状態に基づいて定められることを特徴とするデータ送信方法。

【請求項19】

請求項1 6記載のデータ送信方法であって、

上記受信局から受信される正常受信通知信号に応答して、

変調を行っている途中の符号語の変調を中止し、該符号語の次の符号語の変調を開始し、上記正常受信通知信号は、上記受信局において、受信された符号化単位全体が正常に復号されたことを表す信号であることを特徴とするデータ送信方法。

【請求項20】

請求項1 6記載のデータ送信方法であって、

上記変調は、多値変調であり、

該多値変調の変調多値数は、上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナとの間の伝搬路の並列度に応じて定められることを特徴とするデータ送信方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、移動通信システムにおけるデータ伝送方式に関する。

【0002】

【従来の技術】

1980年台のはじめ、米国でアナログ携帯電話AMPS (Advanced Mobile Phone Service)、国内でも大都市方式の自動車電話サービスが開始されて以来、今日に至るまで指数的に利用者数が増加してきている。それに伴い、多数のユーザを収容できる大容量化が求められ、1988年に大容量アナログ方式のサービスが開始された。これらのアナログ方式は第1世代(1G)と呼ばれている。その後、第2世代と位置づけられるTDMA (Time Division Multiple A

ccess) 方式に基づくディジタル携帯電話サービスが1990年代初頭に開始されている。1991年には欧州でGSM (Global System for Mobile Communications) 方式、1993年には日本国内でPDC (Personal Digital Cellular)、同じく1993年に米国でD-AMPS (Digital AMPS) 方式 (IS-54) のサービスが開始され、現在の移動通信の繁栄をもたらした。少し遅れて、CDMA (Code Division Multiple Access) 方式を採用したIS-95 (cdmaOne) 方式が実用化され、1996年に韓国、米国など、更に1998年には国内でもサービスが開始された。IS-95に基づく方式は、前記TDMA方式の第2世代 (2G) と区別して第2.5世代 (2.5G) と呼ばれることがある。そして、2001年10月には、第3世代 (3G) と位置づけられるIMT-2000方式の一つW-CDMAのサービスが日本国内で開始されるに至っている。

【0003】

更に、次の世代の移動通信である第4世代移動通信 (4G) に向けた取り組みも活発化してきており、100Mbit/sをセルラ環境で実現するという目標が広く認知されてきた。100Mbit/sという通信速度はIMT-2000の100倍程度であり、限られた無線周波数資源を有効に活用するために、いかに狭い周波数帯域で高い伝送レートを実現するかが重要課題となっている。

【0004】

以降では、周波数利用効率を次のように定義する。すなわち、セル (セクタ化している場合にはセクタ) 当たりのトータルビットレートRとサービスの面展開に用いられるシステム周波数帯域幅Wを用いて、その比R/Wを周波数利用効率と呼ぶこととする。これは、移動通信システムに対し1Hzの周波数帯域を割り当てた時に一人のユーザが一つのセル、またはセクタを占有して得られる最大ビットレートに相当し、R/Wの向上はシステムがユーザに対して提供できる最大ビットレートの向上を意味する。

【0005】

周波数利用効率の尺度で前記、従来の移動通信システムを見てみると、図16に示すように周波数利用効率R/Wが世代の進化に従って改善されてきていることがわかる。また、これまでの移動通信システムの周波数利用効率の改善は、無線通信方式自体の所要Eb/N₀の低減と密接に関連していることがうかがえる。Ebは、通信データ1ビットあたり送信に必要なエネルギー、N₀は周波数帯域に対する雑音電力密度を表す。2Gではデジタル化、2.5GではCDMA方式とVi terbi符号の採用、3GではTurbo符号の採用などが所要Eb/N₀の低減を実現した主要技術と考えられる。

【0006】

4Gに向けた更なる周波数利用効率の改善は、3Gまでの移動通信システムにあまり活用されてこなかった新しい技術に期待されている。その一つはアダプティブアレイアンテナの活用である。アダプティブアレイアンテナを用いた信号伝送方法を図17に示す。送信側では、送信データに対し通信路符号化100、変調101を施し、これにM個の複素重み係数をかけた信号を作成 (102) し、アレイ状に配置したM個の送信アンテナ (103-1~103-M) から送信する。このとき、102において乗ずる係数と送信アンテナ (103-1~103-M) の位置関係から送信指向性が生じ、これを制御することで目的とする通信相手のいる方向に電波を強く放射するようビームを構成することができる。また、受信側でもアレイ状に配置したN個の受信アンテナ (104-1~104-N) で受信した信号を、複素重み係数をかけた上で加算合成 (105) する。この時、105において乗ずる係数と受信アンテナ (104-1~104-N) の位置関係から受信指向性が生じ、これを制御することで、目的の通信相手のいる方向からの電波をより強く受信し、その他の方向からの電波を相対的に受けにくくするようにビームを構成することができる。これにより干渉波に対する所望波の強度を強くすることができる。

【0007】

また、他の技術として、MIMO (Multiple-Input Multiple-

Output) 伝搬路の利用が挙げられる。図18にMIMOを用いた信号送受信方法を示す。送信データに対して通信路符号化100を施し、M個の異なる信号を出力する。これらをそれぞれ別々に変調(101-1~101-M)した上で、アレイ状に配置した複数の送信アンテナ(103-1~103-M)から送信する。このM個の送信信号は、伝搬路において複雑に混ざり合って受信側に到達する。受信側では、アレイ状に配置したN個の受信アンテナ(104-1~104-N)で受信した信号に対し、M行N列の複素行列をかける(108)事によりM個の信号を得る。このとき、この複素行列を前記伝搬路で混ざった信号を互いに分離するように構成することで、108からの出力信号を変調器101-1~101-Mで変調された信号に対応した信号とすることができます。そこで、これらM個の信号を、それぞれ復調器106-1~106-Mで復調し、通信路復号化器107で復号することで受信データを得る。以上により、同一無線周波数上でM個の異なる信号を並列に伝送することができ、周波数利用効率の高い通信ができるとされている。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】

しかるに、これらの技術は移動通信に適用した場合、実はあまり大きな周波数効率の改善は期待できない。周波数利用効率にはシャノン限界と呼ばれる理論限界が存在する。図1に示すように、第3世代であるW-CDMA方式において、周波数利用効率は既にシャノン限界にかなり近づいており、これを改善するには図1中で右上方向に運用ポイントを移動させていく必要がある。しかしながら、移動通信においては、他のセル、セクタからの干渉の存在により、シャノン限界に加えて干渉による限界(図1中の干渉限界)が存在する。W-CDMA方式は、シャノン限界と干渉限界から定義される移動通信システムの運用限界内において実現可能な最大の周波数利用効率にかなり近い周波数利用効率を達成しており、これ以上の周波数利用効率の改善を実現するには、これらの限界自体を拡張する技術が必要となっている。

【0009】

前記、アレイアンテナの適用は、干渉波に対する所望波の強度を強くすることができるため、干渉限界を押し上げることができる。これにより、システム運用限界は拡張されるが、シャノン限界は、図1中で右にいくほど傾きが鈍っており、アダプティブアレイアンテナによって周波数利用効率を大きく改善するためには、非常に強力な干渉低減が必要となってしまう。

【0010】

一方、前記MIMO方式は、複数の伝送路を構築(伝送路マルチ化)できるため、単一の伝送路を利用していたこれまでのシステムのシャノン限界を図1中で上方向に拡大することができる。従って、周波数利用効率の改善効果は一見大きく見える。しかし、移動通信においては前記干渉限界が存在するため、シャノン限界が拡張されても干渉限界とシャノン限界で定義されるシステム運用が可能な領域は、やはりあまり大きく改善せず、MIMOを用いた効果を享受できない。

【0011】

従って本発明の第一の目的は、前記システム運用限界を効果的に拡大し、周波数利用効率を大きく改善した移動通信システムを提供することにある。また、本発明の第二の目的は、端末の移動に伴って逐次変化する伝搬路に追従して、図1中の運用ポイントを適切に制御することにある。

【0012】

【課題を解決するための手段】

上記課題を解決するために、本発明の移動通信システムにおけるデータ伝送方法は、前記シャノン限界を拡張する伝送路マルチ化の手段と、前記干渉限界を拡張する干渉低減手段とを備えたことを特徴とする。より具体的には、送信側にM個の変調器とL個の送信アンテナを備え、M個の変調信号に対してM×L個の要素からなる複素行列を乗じることでL個の信号を生成し、これをL個の送信アンテナから送信することを特徴とする。

【0013】

更に前記、本発明の第二の目的を達成するために、送信側には、通信路符号化手段、バッファ手段、M個の変調手段、L個の送信アンテナを備え、通信路符号化手段により符号化された符号語をバッファ手段に蓄え、受信側より正常受信が通知されるまでバッファ手段より逐次符号語の一部を読み出して、前記M個の変調手段にて変調し、M個の変調信号に對してM×L個の要素からなる複素行列を乗じることでL個の信号を生成し、これをL個の送信アンテナから送信することを特徴とする。また、受信側ではN個の受信アンテナ、M個の復調手段、バッファ手段、通信路復号化手段を備え、符号語の一部を受信する毎に逐次バッファに蓄積し、蓄積された受信信号に對し、逐次通信路復号化を行い、正常に復号された時に送信側に正常受信を通知することを特徴とする。

【0014】

【発明の実施の形態】

図2に、本発明の第一の実施例を示す。送信信号は、通信路符号化器100にて、通信路符号化され、シリアル・パラレル変換などにてM個の信号を得る。これらM個の信号は、変調器101-1～101-Mで変調され、M個の複素変調信号（変調シンボル）を得る。変調器101-1～101-Mで行う変調は、多値変調でもよい。また、通信路符号化器の出力にあるシリアル・パラレル変換を変調器の後に配置することで、ひとつの変調器で順次M個の複素変調信号（変調シンボル）を得て、これらをシリアル・パラレル変換して後述の複素行列演算手段に提供する構成も回路規模の面から好ましい。これらM個の複素変調信号（変調シンボル）は、M×L個の複素係数から構成される複素行列と複素行列演算部109にて掛け合わされ、L個の複素信号を得る。該L個の複素信号はL個の送信アンテナ103-1～103-Lにて送信される。この際、複素行列演算部109にてM個の変調信号はL個の送信アンテナから異なる複素重みにて送信されることでビームフォーミングを施された状態で並列に送信される。受信側では、N個の受信アンテナ104-1～104-Nを用いて受信されたN個の受信信号に對して、N×M個の複素係数からなる複素行列とMIMO復調器108にて掛け合わされ、M個の複素信号（受信シンボル）を得る。該M個の複素信号（受信シンボル）に対して復調器106-1～106-Mにてそれぞれ復調を行い、M個の復調信号を得る。M個の復調信号は、通信路復号化器107に入力され、通信路復号処理を受け、受信データとして出力する。ここで、前記M個の複素信号（受信シンボル）に對し、ひとつの復調器で順次復号処理を行うことでM個の復調信号を得て、前記、通信路復号化器107に順次供給する構成も回路規模の面から好ましい。ここで、送信側と受信側は、いずれが基地局であっても移動局であってもよい。

【0015】

図14に前記通信路符号化器100の構成例を示す。図14は、ターボ符号を用いたものである。送信データはまず誤り検出符号付加手段200にて、誤り検出符号を付加する。次にターボ符号器201にて2つの再帰的組織疊み込み符号器204、206とインタリーバ205によって符号化され符号語U、Y1、Y2を出力する。更にパラレル・シリアル（P/S）変換器202にて一連の符号語として出力する。この際、出力するビット列の順番を入れ替えるインタリーブ処理を同時に施すことが望ましい。

【0016】

図4に変調器101-1～101-Mにて変調された変調信号の構造を示す。M個の各変調信号はデータ信号D-1～D-Mと定期的に挿入される基準信号P-1～P-Mからなる。データ信号D-1～D-Mは、送信データによって作られる信号で、送信データによって変化する。一方、基準信号P-1～P-Mは、システムで決められた既知の信号で、受信側でMIMO復調器108、及び復調器106-1～106-Mにて復調の際の参照信号として用いられる。

【0017】

図7に、前記複素行列演算部109の動作を示す。変調信号D-1～D-M（P-1～P-M）はM×L個の複素係数から構成される複素行列[A]と乗算され、L個の複素信号T-1～T-Lを得る。この際、複素行列[A]を求める必要がある。アダプティブアレイアンテナと同じ考え方で変調信号D-1～D-M（P-1～P-M）について独立にビ

ームフォーミングを行うと、結果として行列 [A] の列ベクトルはすべて同一の値となってしまう。この結果、 $D - 1 \sim D - M$ ($P - 1 \sim P - M$) が受信側で分離できなくなってしまうため、従来のビームフォーミングの考え方で行列 [A] を求めることは出来ない。本発明における複素行列 [A] は、実現される通信路容量 $C = \log_2 (\det(I + (P_s/P_n)(H_A)(H_A)^H))$ を最大化するようになるとるのが望ましい。ここで、 $\det()$ は行列式、 P_s は M 個の送信信号の平均電力、 P_n は平均受信雑音電力、 I は単位行列、 $(\cdot)^H$ は行列の複素共役転置を表すものとする。また、 H は L 個の送信アンテナと N 個の受信アンテナ間の伝搬行列で $L \times N$ 個の複素行列として表現できる。 C を最大化するための行列 A を求める具体的方法としては、 $\sum (A_{i,j})^2$ ($i = 1 \sim L$, $j = 1 \sim M$) を一定値とする制限の中で、一般的な多変数非線形関数の最大化アルゴリズムを用いればよい。 $\sum (A_{i,j})^2$ を一定値とするのは、送信電力を規定するためである。なお、MIMO 伝搬路に関する情報である行列 H は、受信側で観測した結果を送信側に通知することで方法がもっとも考えやすいが、送受逆方向の通信が存在する場合、逆方向の信号を観測することで伝搬路行列 H を導出することも可能である。また、伝搬路行列 H について、信頼できる情報がまったく得られない場合は、行列 [A] を乱数的に生成することも可能であるが、この場合は、アダプティブアレイアンテナのビームフォーミングの効果は得られず、送信ダイバーシティ効果のみが得られることとなる。

【0018】

図8に前記MIMO復調器108の動作を示す。N個の受信アンテナ104-1～104-Nからの受信信号 $R-1 \sim R-N$ に $N \times M$ の複素行列 [B] を乗算し、M個のMIMO復調信号 $D'-1 \sim D'-M$ を得る。ここで、複素行列 [B] は、送信側の複素行列演算部および伝搬路で互いに混ざり合ったM個の変調信号を分離するように構成する。具体的には、前記図4に示した基準信号 $P-1 \sim P-M$ が送られたはずの既知の信号になるべく近くなるように [B] を決定すればよい。このためには、雑音や干渉による影響を最小化するMMSE (Minimum Mean Square Error) アルゴリズムを適用すればよい。

【0019】

図15に前記通信路復号化器107の構成例を示す。復調器106-1～106-Mで復調された受信した一連の信号は、シリアル・パラレル (S/P) 変換器212にて U' 、 $Y1'$ 、 $Y2'$ に分離され、ターボ復号器203にて復号処理を受け、復号結果 U'' を出力する。この際、復号器207、209とインタリーバ208、211、デインタリーバ210を繰り返し用いた繰り返し復号により受信誤りが訂正される。送信側の通信路符号化器でインタリーブ処理が施されている場合は、前記シリアル・パラレル (S/P) 変換器212にて対応するデインタリーブ処理を同時に施すものとする。

【0020】

以上、第一の実施例によれば、MIMO方式による伝送路マルチ化の効果と、アダプティブアレイアンテナによる干渉低減効果の双方が享受でき、図1中4Gと書かれたポイントに示すように周波数利用効率を大きく改善した移動通信におけるデータ伝送方法が提供される。ただし、伝搬路の状況によっては必ずしも目標としたポイントで運用することができるとは限らない。例えば、MIMO伝搬路の伝搬路行列 H の行ベクトル間の相関が強くなり伝搬路の並列度、すなわち有効に利用できる並列伝送路数が減少してしまうような場合は、行列 A の一部の列ベクトルに成分が偏り、伝送路マルチ化の効果が乏しくなってくる。このような場合は、逆にビームフォーミングの効果が得られやすくなるため、干渉低減の効果が大きくなってくる。従って、図1中の運用ポイントは右側に偏移させることが望ましい。このためには、変調多値数を大きくすること、および、符号化率を大きくして冗長度を下げる事のいずれか、もしくはその両方を行うことで実現することになる。

【0021】

次に、図3に本発明の第二の実施例を示す。通信路符号化器101、複素行列演算部109、送信アンテナ103-1～103-L、受信アンテナ104-1～104-N、M1

MO復調器108、通信路復号化器107の動作は、第一の実施例と同一である。第二の実施例においては、通信路符号化された符号語はバッファ110に一時蓄えられる。バッファ110に蓄えられた符号語は、少しずつ読み出され変調器111-1～111-2にて変調される。この際、QAM (Quadrature Amplitude Modulation)などの多値変調方式によって複数ビットを同時に変調することが望ましい。バッファ110からの読み出し動作、及び変調動作は受信側より正常受信が通知されるまで繰り返して行う。受信側では、MIMO復調器108からの出力信号（受信シンボル）に対し、それぞれ送信側の変調器111-1～111-Mに対応した復調器112-1～112-Mにて復調を施しバッファ113に逐次累積する。バッファ113は、一符号化単位の受信を完了していなくても少し受信信号が累積される度に累積結果を通信路復号化器107に送り出し、復号を試行する。復号結果は誤り検出器114にて送信側で付加された誤り検出符号を用いて検査を行い、結果を送信側に通知する。誤りなく正常に受信できたことを検出すると、バッファ113をクリアし、次の符号化単位の復号に備える。バッファ115には、通信路復号化器107による復号結果が逐次オーバーライトされて蓄積されるが、誤り検出器114から正常に受信できたことの通知があると、受信信号として出力される。

【0022】

図9にバッファ110の構成例を示す。符号化器110から出力される位置符号化単位の符号語は、書き込みアドレス発生器120によって発生されたアドレスに従い、メモリ121に順次書き込まれる。一方、書き込まれた符号語は、読み出しアドレス発生器122によって発生されたアドレスに従い、順次部分的に読み出され、シリアル・パラレル(S/P)変換器123によって並列化され、前記変調器111-1～111-Mに供給される。ここで、一符号化単位の符号語をすべて送りきっても、受信側から正常受信が通知されない場合、既にメモリ121中に蓄積されている符号語を再度読み出して送りなおす。この際、読み出しアドレス発生器122から発生するアドレスの順番を変えることが望ましい。これにより、符号語のビット毎の信号品質の偏りをなくすことが出来る。

【0023】

図5に前記変調器111-1～111-Mの動作を示す。上から64QAM, 16QAM, QPSKの動作を示している。64QAMでは(b0, b1, ..., b5)の6bitをまとめとして64通りのビットの組み合わせをI, Q複素平面上の64点にマッピングして出力信号I+jQ(変調シンボル)を得る。同様に16QAMでは(b0, b1, b2, b3)の4bitを16点に、QPSKでは(b0, b1)の2bitを4点にマッピングする。

【0024】

図6に復調器112-1～112-Mの動作を示す。図6では16QAMの場合の動作を示しているが、他の変調方式においても同様である。(b0, b1, b2, b3)の4bitの復調結果を得るにあたり、図中、四角の点で示す受信信号点(受信シンボル)から、b0=0に対応する変調信号点、b0=1に対応する変調信号点のうちもっとも近い物をそれぞれ選択し、受信信号点(受信シンボル)からの距離をそれぞれ測定し、L00, L01とする。この結果より、b0の受信信号尤度としてL00^2-L01^2を出力することで復号を行う。b1～b3についても同様である。

【0025】

図10に前記バッファ113の構成例を示す。前記復調器112-1～112-Mの復調結果は、パラレル・シリアル(P/S)変換器124にて一連の復調信号列に変換される。一方、書き込みアドレス発生器125によって発生されたアドレスに従い、これまでに受信した同一の符号語に対する復調信号をメモリ126から読み出し、加算器127にて前記パラレル・シリアル(P/S)変換器124から出力された一連の復調信号列と加算され、再度メモリ126に蓄えられる。メモリ126に蓄えられた復調結果は、一符号化単位の受信を完了していなくても少し受信信号が累積される度に読み出しアドレス発生器128に従ってメモリ126から読み出され、通信路復号化器107に送り出される。誤

り検出器114で誤りなく復号できたことが検出された信号が供給されると、メモリ126、および書き込みアドレス発生器125を初期化し、次の符号語の受信に備える。なお、当然ではあるが、図10中の書き込みアドレス発生器125と読み出しアドレス発生器128の関係は、前記図9中の書き込みアドレス発生器120と読み出しアドレス発生器122の関係と互いに逆の関係としなくてはならない。

【0026】

以上、第二の実施例の送信側の動作を図10に、受信側の動作を図11に示す。送信側においては、まず、一符号化単位の符号化を行い、符号語を生成する(300)。次に送信繰り返し回数をカウントする変数nを1に初期化する(301)。更に、伝送路の状態に応じて変調器111-1～111-Mで行う変調方式を決定する(302)。n回目の送信がまだ行われていない符号語の一部を変調して送信する(303)。受信側から正常受信が通知されれば300に戻り、次の符号語を生成する。正常受信が通知されなければ、302に戻り残りの符号語の送信を続ける。ただし、n回目の符号語の送信が完了した場合は、nを1増やして(306)符号語を重複しておく。受信側では、受信に先立ち、まず、一符号化単位の符号語に対応する受信信号の尤度をクリアする(310)。次に受信繰り返し回数をカウントする変数nを1に初期化する(311)。更に、伝送路の状態に応じて復調器112-1～112-Mで行う復調方式を定める変調方式を決定する(312)。送られた符号語の一部を復調し、復調結果の尤度をこれまでの受信信号による尤度と合成する(313, 314)。それまでに復調した結果を用いて、符号化単位全体が正常に復号できているか確認し(315)、復号できていれば復号結果を出力(318)し、送信側にたいして正常受信を通知(319)し、310に戻る。正常に復号できていないときには更に受信信号の復調を続ける(316, 317)。ここで、変調方式を決定するに当たり、伝搬路の瞬時的な品質を参照して、品質がよければ多値数の大きな変調方式、品質が悪ければ多値数の小さな変調方式を選択するのが適当である。より簡便には、図13に示すように、これまでに符号語をどの程度送信したかによって変調方式を決定することも好ましい。図13に示すような制御を行うことで、簡便ではあるが、少ない符号語で送信が完了すれば、平均的には高い多値数で伝送されたこととなり、符号語を多く送るほど実質的な多値数は小さくなる。少ない符号語で送信が完了するということは、伝搬路の品質が良いことを意味しており、より多くの符号語を必要とすると言うことは伝搬路の品質が悪いことを意味する。従って、図13に示す制御によって、伝搬路の状況に応じて変調方式を制御したことと同様な効果が期待できる。

【0027】

以上、第二の実施例によれば、一符号化単位の送信にかかる時間が伝搬路の状況に応じて自動的に変化し、結果として、図1中の運用ポイントを適切に制御されることになる。ただし、第一の実施例と同様、MIMO伝搬路の並列伝送路数が低下した場合、変調多値数の向上や符号化率の向上を行うことが望ましい。本第二の実施例では受信側で正常受信を確認するまで符号語を送り続けることで実質的に符号化率が適正に制御される。すなわち、符号語の一部を送ったのみで復号が成功すれば等価的に送られた符号語の冗長性が少なかったこととなり、実質的に符号化率が大きくなる。また、逆に符号語を何度も繰り返して送った結果、初めて復号が成功した場合には、実質的に符号化率が小さかったことになる。一方、変調多値数については第一の実施例と同様に制御することが望ましい。すなわち、MIMO伝搬路の並列伝送路数が低下した場合、変調多値数を大きくとることが望ましい。これは、図13に示した変調多値数の切り替え制御と併用する場合、切り替え閾値を制御することに相当する。すなわち、MIMO伝搬路の並列伝送路数が低下した場合、変調多値数を低下させるための符号語送信量の閾値を大きくすればよい。

【0028】

【発明の効果】

本発明によれば、これまでの技術を適用した移動通信システムのデータ伝送方式に比べて、周波数利用効率を大幅に改善したデータ伝送方式が提供できる。また、伝搬路の動的な変動に対しても変調方式、伝送速度が適切に制御されたデータ伝送方式が提供できる。

【0029】

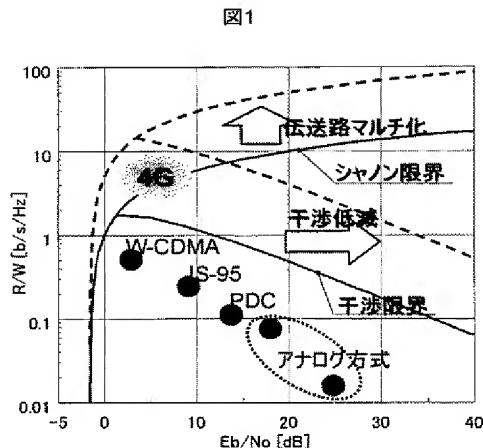
【図面の簡単な説明】

- 【図1】周波数利用効率とシステム運用限界を表した図。
- 【図2】本発明における第一の実施例の構成図。
- 【図3】本発明における第二の実施例の構成図。
- 【図4】本発明における変調信号フォーマットの例。
- 【図5】本発明における変調器の動作を示す図。
- 【図6】本発明における復調器の動作を示す図。
- 【図7】本発明における複素行列演算部の動作を示す図。
- 【図8】本発明におけるMIMO復調器の動作を示す図。
- 【図9】本発明の第二の実施例の送信側バッファの構成例。
- 【図10】本発明の第二の実施例の受信側バッファの構成例。
- 【図11】本発明の第二の実施例の送信側動作フロー図。
- 【図12】本発明の第二の実施例の受信側動作フロー図。
- 【図13】本発明の第二の実施例の変調多値数の制御例。
- 【図14】本発明の通信路符号化器の構成例。
- 【図15】本発明の通信路復号化器の構成例。
- 【図16】従来システムの周波数利用効率を示す図。
- 【図17】アダプティブレイアンテナの構成例（従来例1）。
- 【図18】MIMO方式の送受信機の構成例（従来例2）。

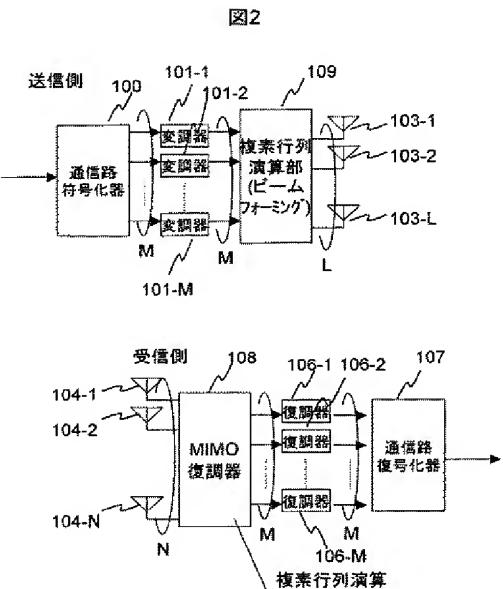
【符号の説明】

- 100 通信路符号化器
- 101-1～101-M, 111-1～111-M 変調器
- 109 複素行列演算部
- 103-1～103-L, M 送信アンテナ
- 104-1～104-N 受信アンテナ
- 108 MIMO復調器
- 106-1～106-M, 112-1～112-M 復調器
- 107 通信路復号化器
- 110 バッファ（送信側）
- 113 バッファ（受信側）
- 114 誤り検出器
- 115 バッファ。

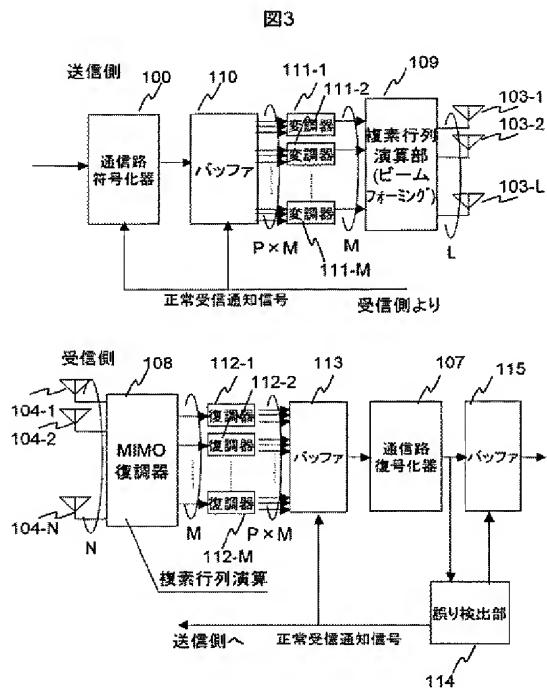
【図1】



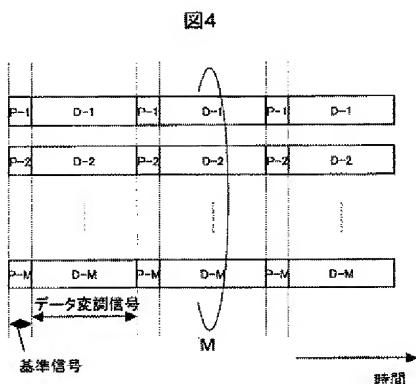
【図2】



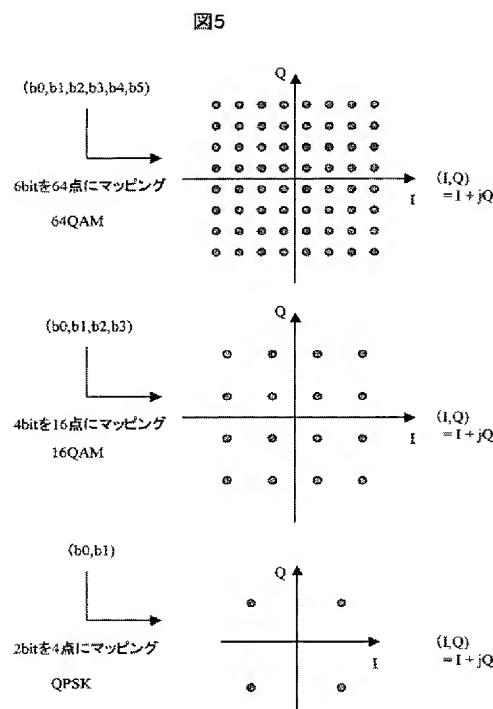
【図3】



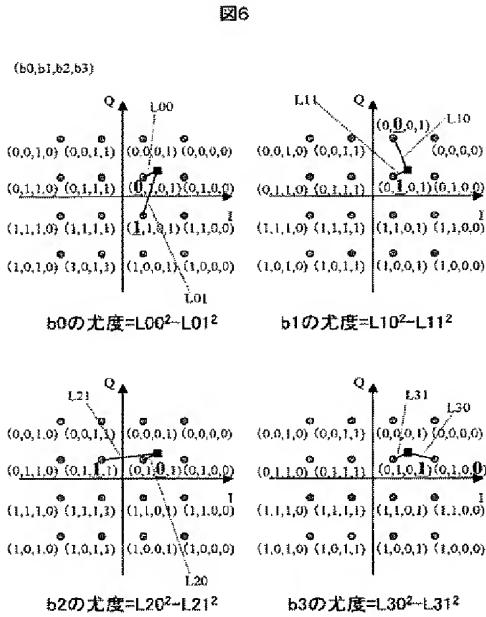
【図4】



【図5】



【図6】



【図7】

図7

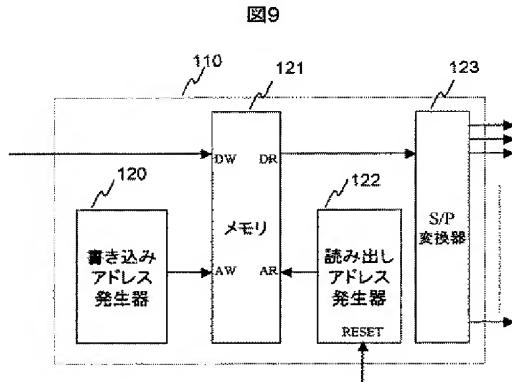
$$L \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ \vdots \\ T_L \end{bmatrix} = L \begin{bmatrix} A_{11} A_{12} \dots A_{1M} \\ A_{21} A_{22} \dots A_{2M} \\ \vdots \\ A_{L1} A_{L2} \dots A_{LM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_1 \\ D_2 \\ \vdots \\ D_M \end{bmatrix}$$

【図8】

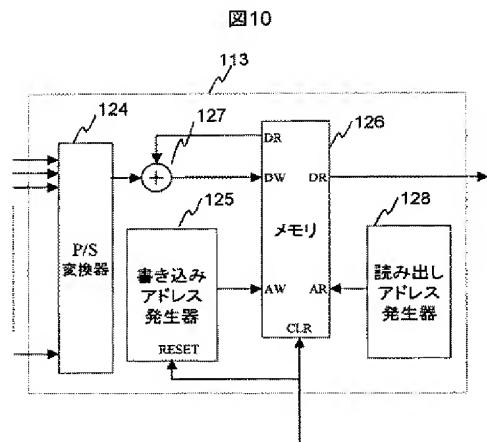
図8

$$M \begin{bmatrix} D'_1 \\ D'_2 \\ \vdots \\ D'_M \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} B_{11} B_{12} \dots B_{1N} \\ B_{21} B_{22} \dots B_{2N} \\ \vdots \\ B_{M1} B_{M2} \dots B_{MN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_1 \\ R_2 \\ \vdots \\ R_N \end{bmatrix}$$

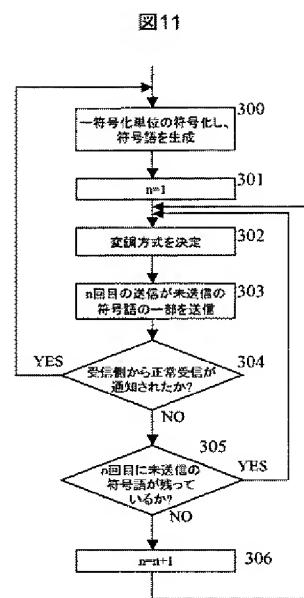
【図9】



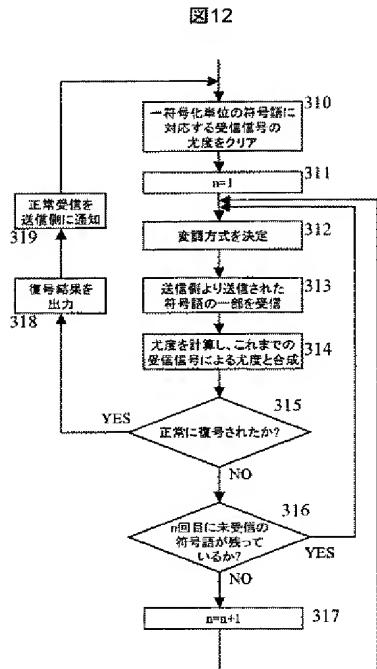
【図10】



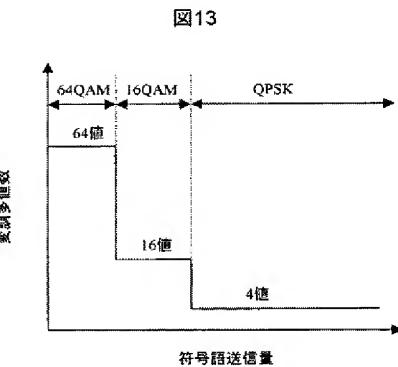
【図11】



【図12】

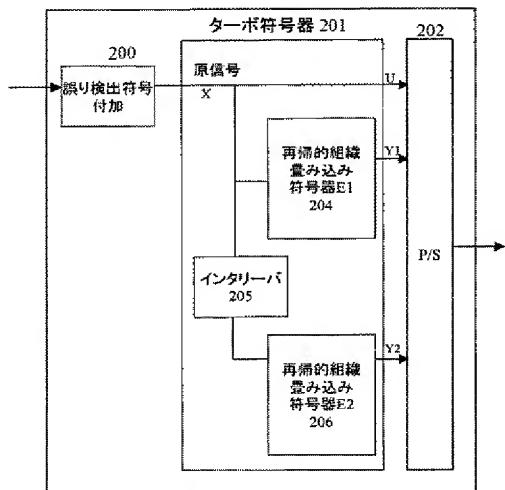


【図13】



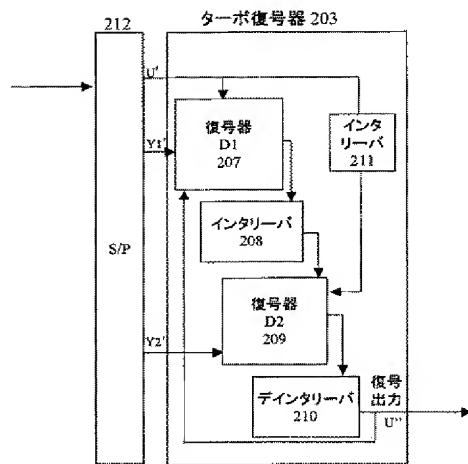
【図14】

図14



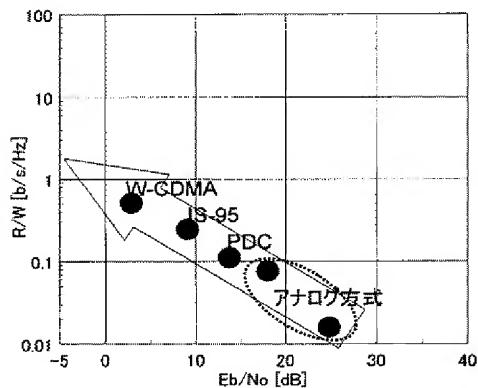
【図15】

図15



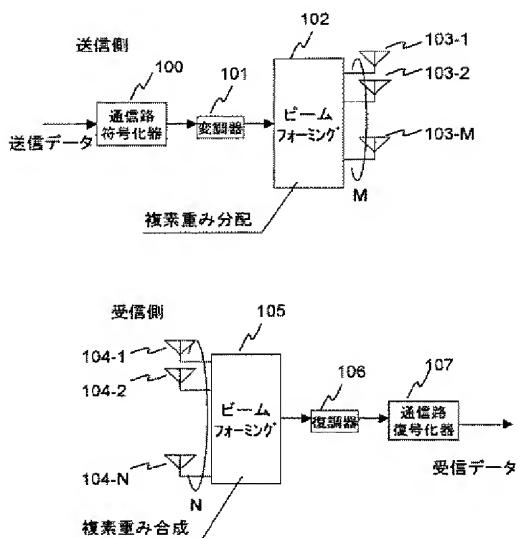
【図16】

図16

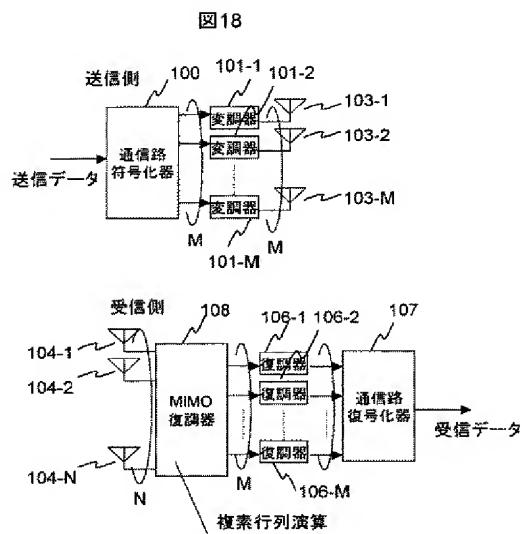


【図17】

図17



【図18】



(72)発明者 加藤 猛

東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地 株式会社日立製作所中央研究所内
Fターム(参考) 5K022 FF00



US 20040174840A1

(19) United States

(12) Patent Application Publication

Yano et al.

(10) Pub. No.: US 2004/0174840 A1

(43) Pub. Date: Sep. 9, 2004

(54) DATA TRANSMISSION METHOD FOR A MOBILE COMMUNICATION SYSTEM

(76) Inventors: **Takashi Yano**, Tokorozawa (JP); **Satoshi Tamaki**, Kokubunji (JP); **Seishi Hanaoka**, Kodaira (JP); **Takeshi Kato**, Akishima (JP)

Correspondence Address:
ANTONELLI, TERRY, STOUT & KRAUS, LLP
1300 NORTH SEVENTEENTH STREET
SUITE 1800
ARLINGTON, VA 22209-9889 (US)

(21) Appl. No.: **10/636,696**

(22) Filed: **Aug. 8, 2003**

(30) Foreign Application Priority Data

Mar. 3, 2003 (JP) 2003-055096

Publication Classification

(51) Int. Cl.⁷ **H04Q 7/00**
(52) U.S. Cl. **370/328**

ABSTRACT

This invention provides a mobile communication system which expanded the operation limitation of the heretofore adopted mobile communication systems and improved the spectrum efficiency greatly. A data transmission method for use in the mobile communication system of the present invention includes means for channel pluralizing by which to expand the Shannon limit and means for interference reduction by which to expand the interference limit. More specifically, a transmitting module comprises M units of modulators and L units of transmitting antennas, generates L units of signals by multiplying M units of modulated signals by a complex matrix consisting of M×L units of elements, and transmits the L units of signals from the L units of transmitting antennas.

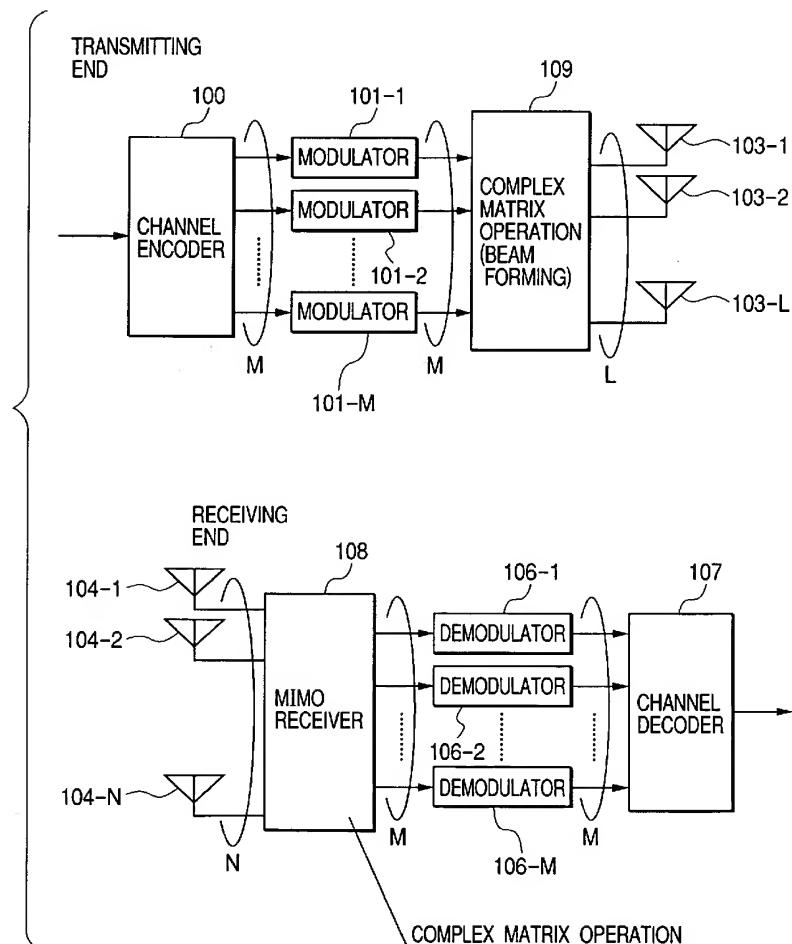


FIG. 1

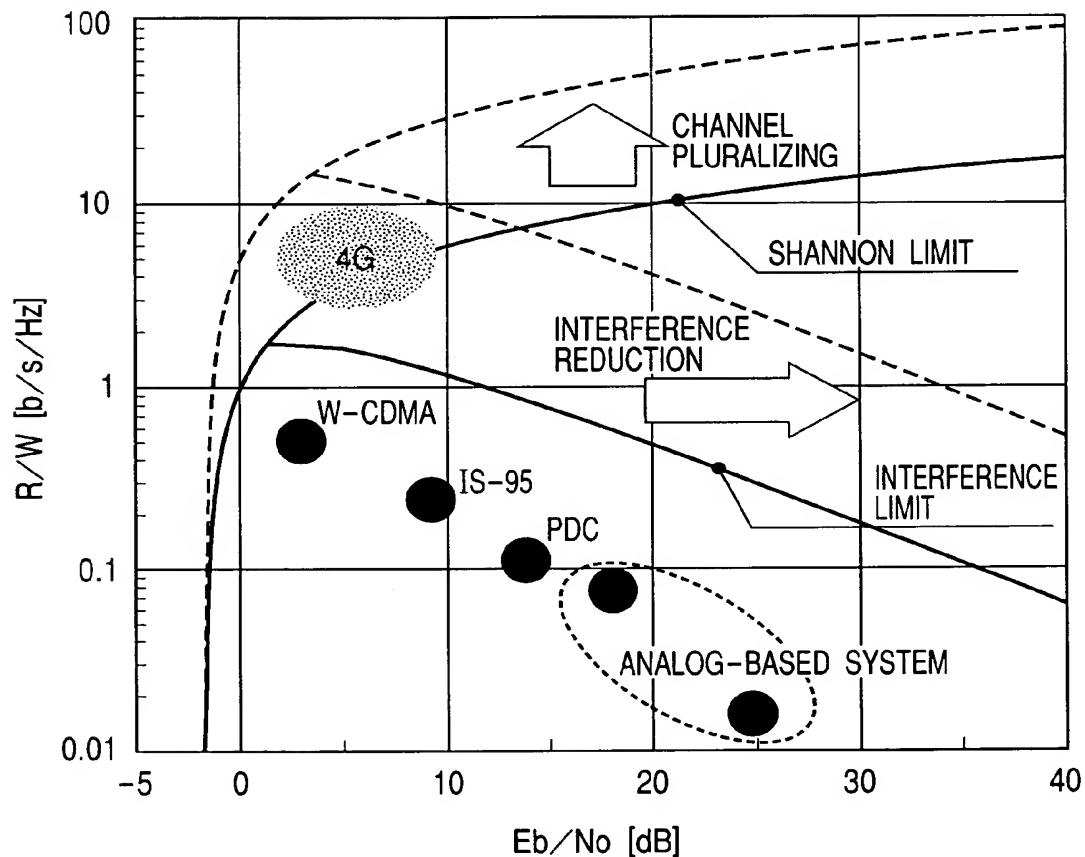


FIG. 2

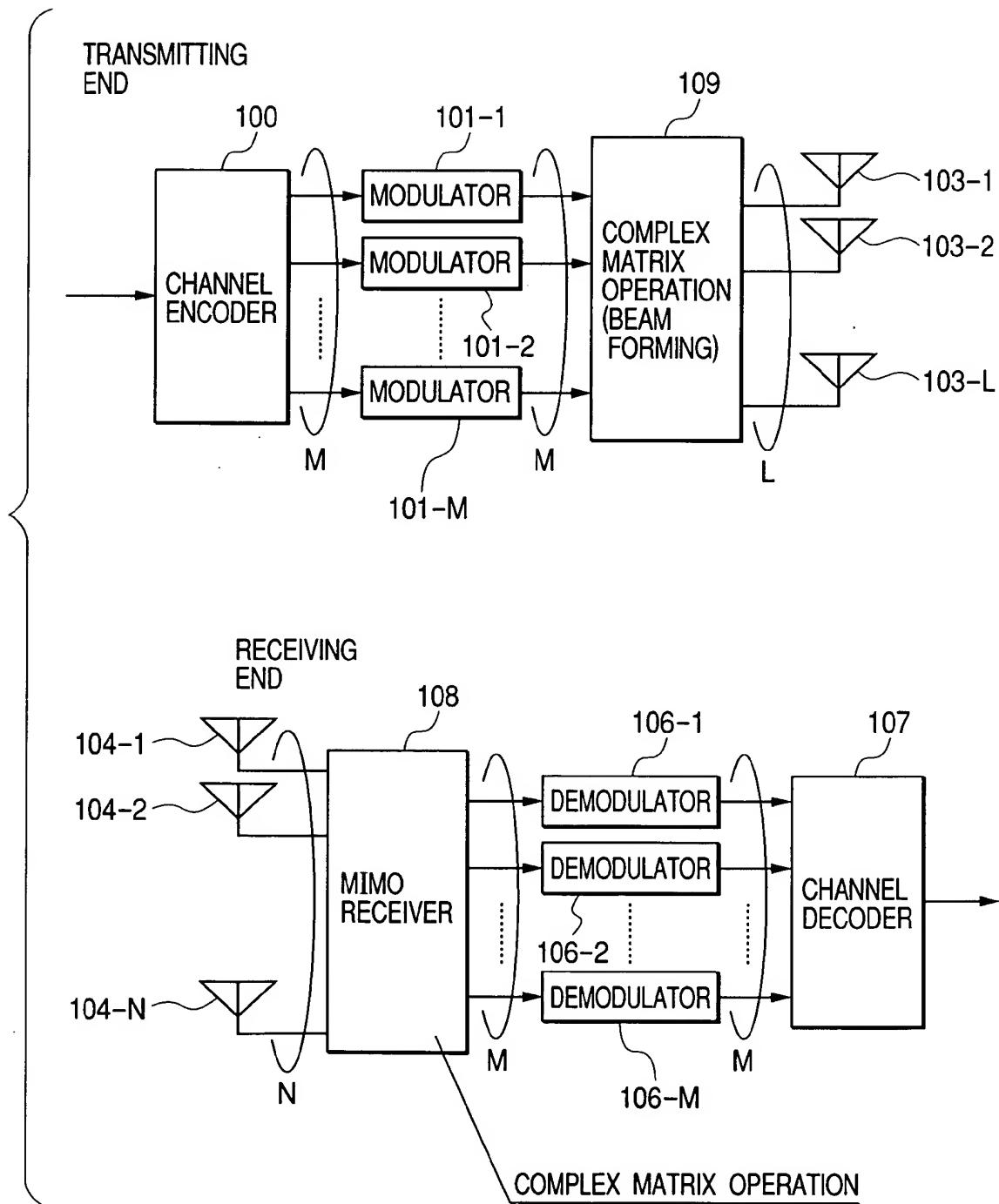


FIG. 3

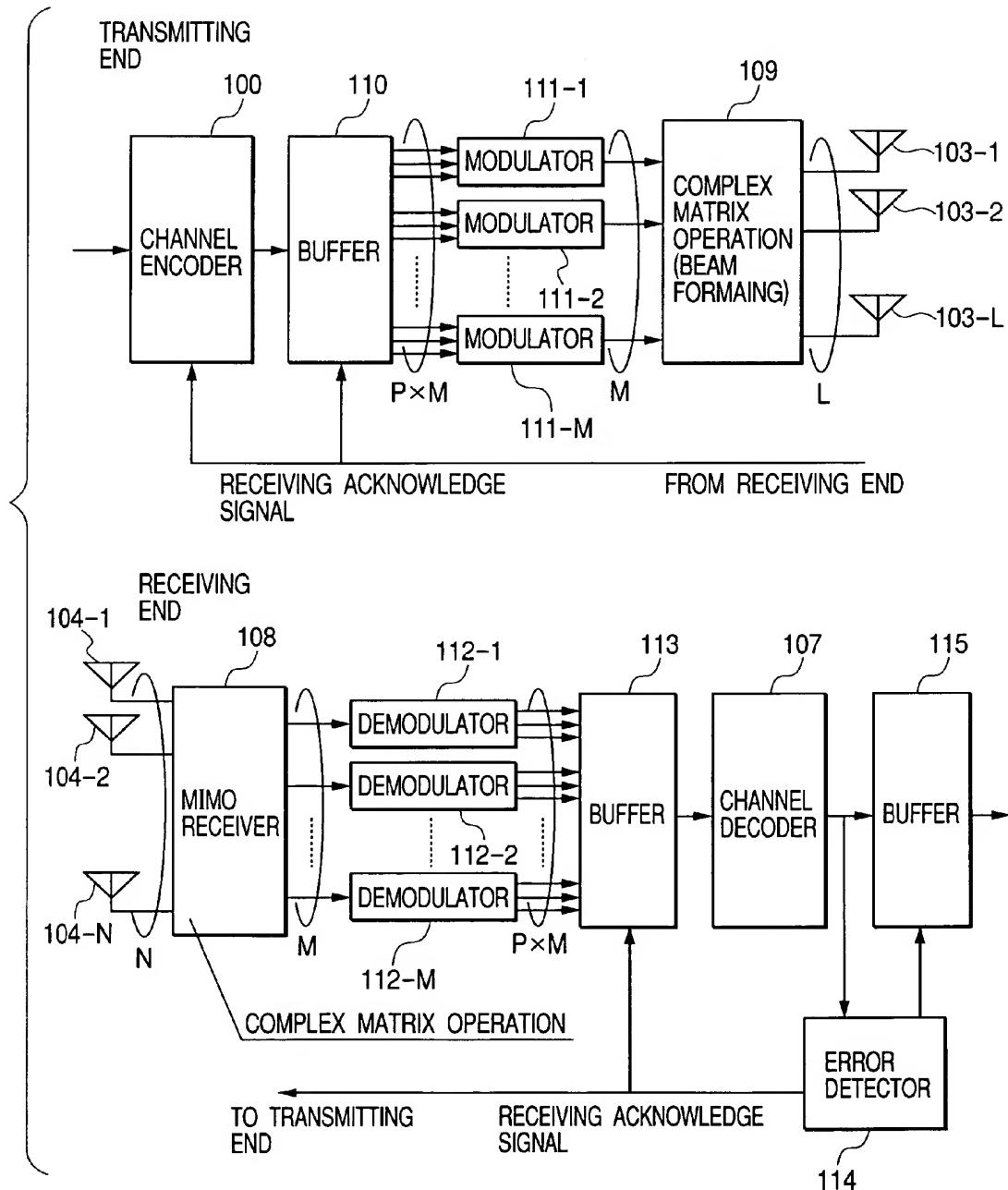


FIG. 4

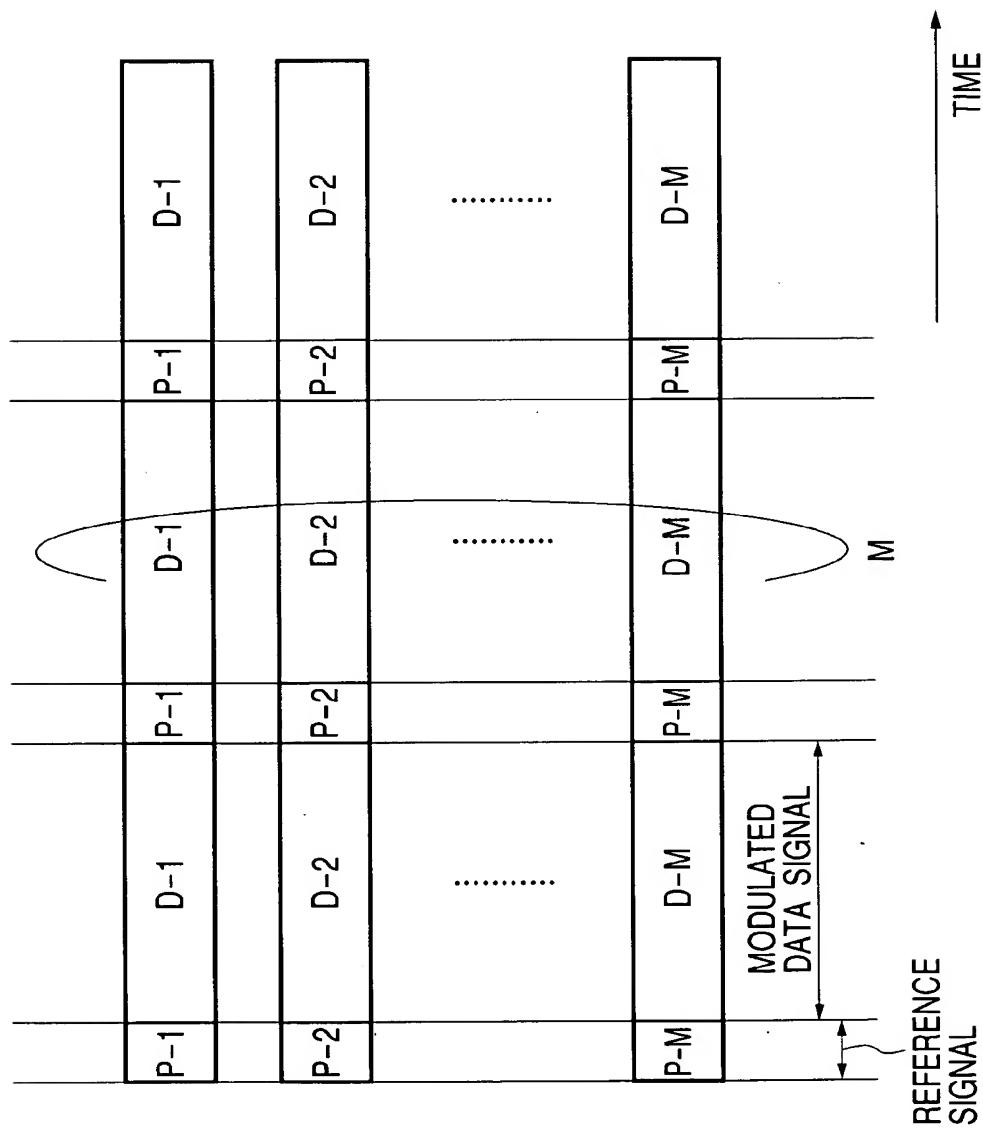


FIG. 5

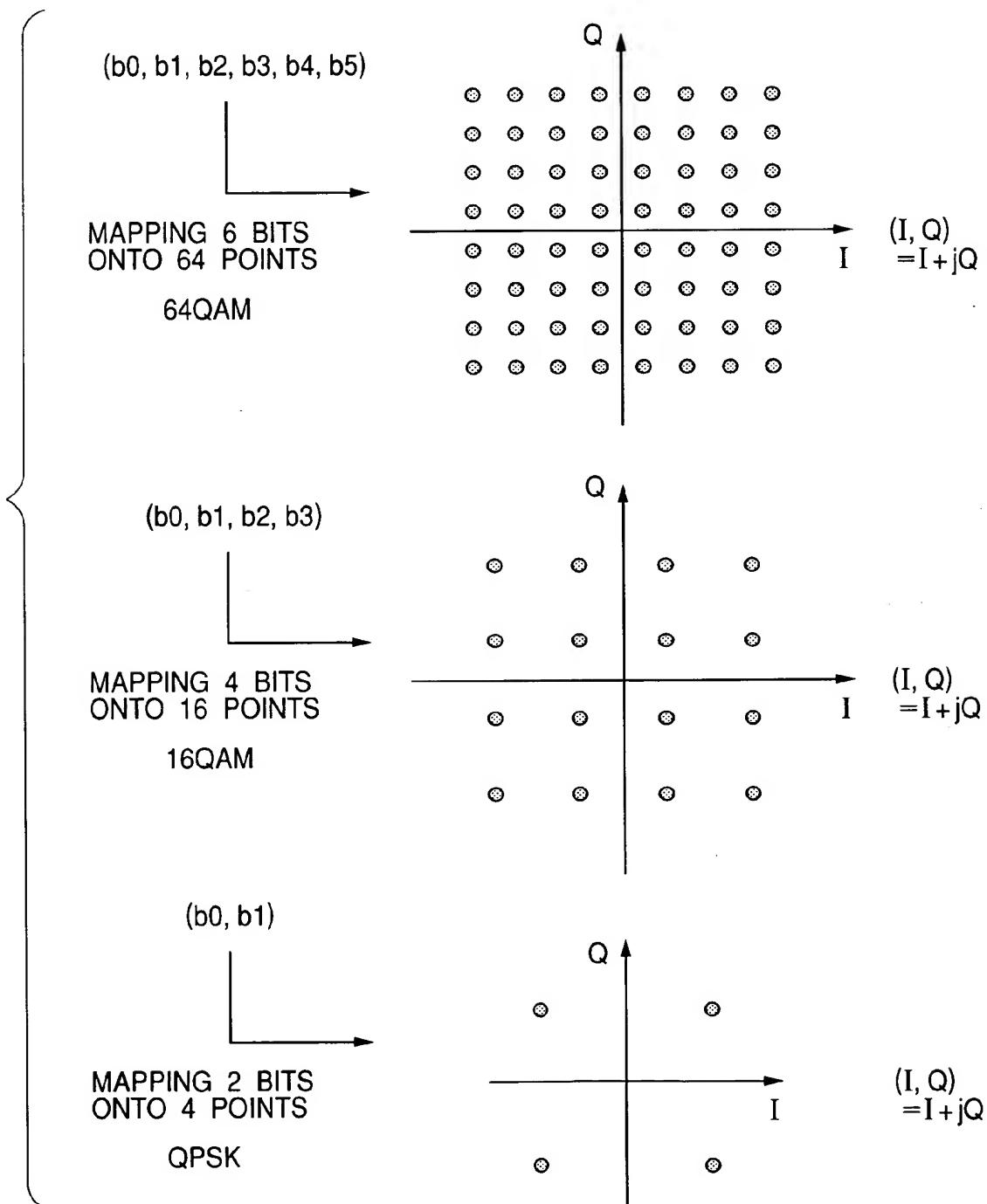


FIG. 6

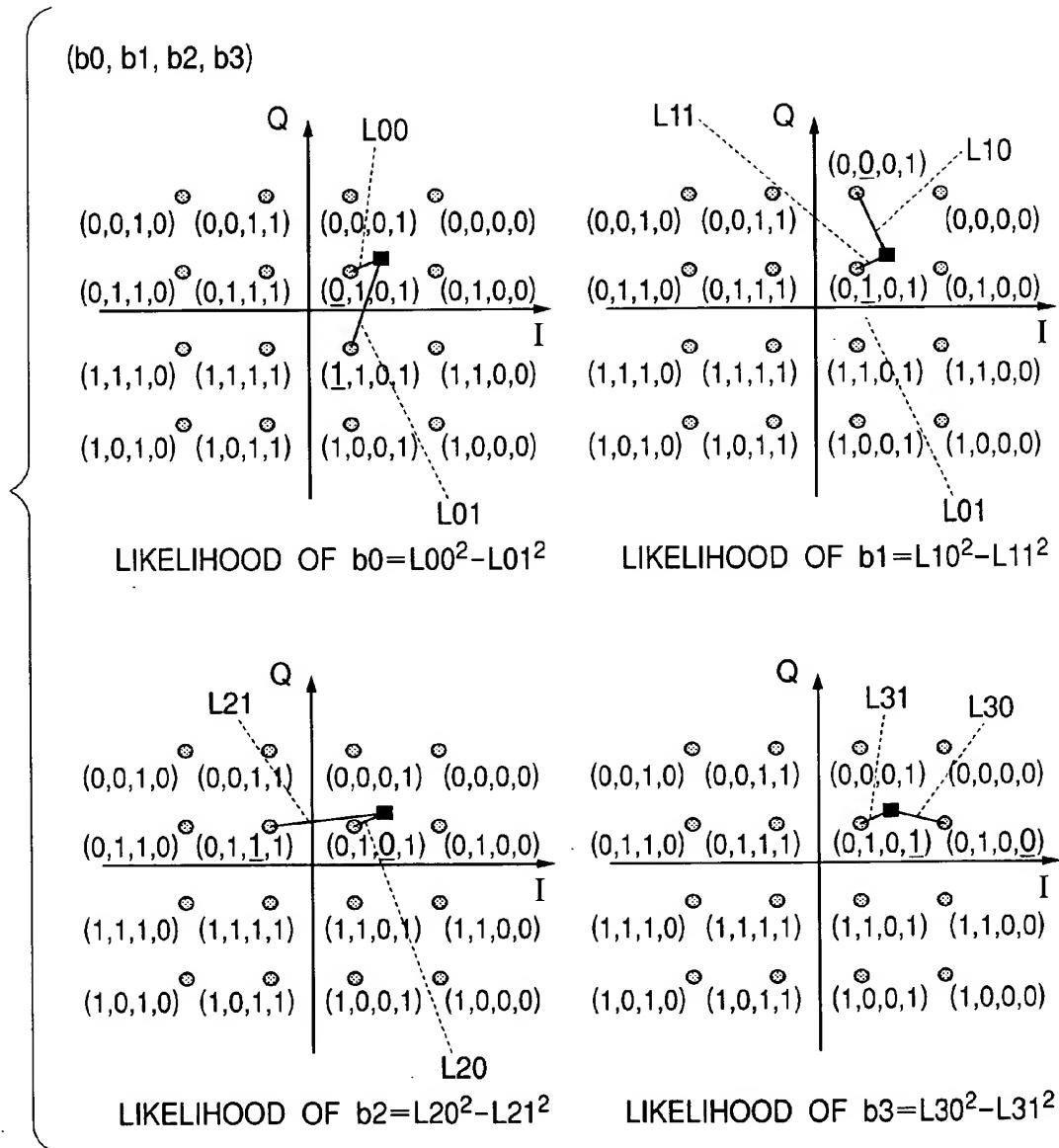


FIG. 7

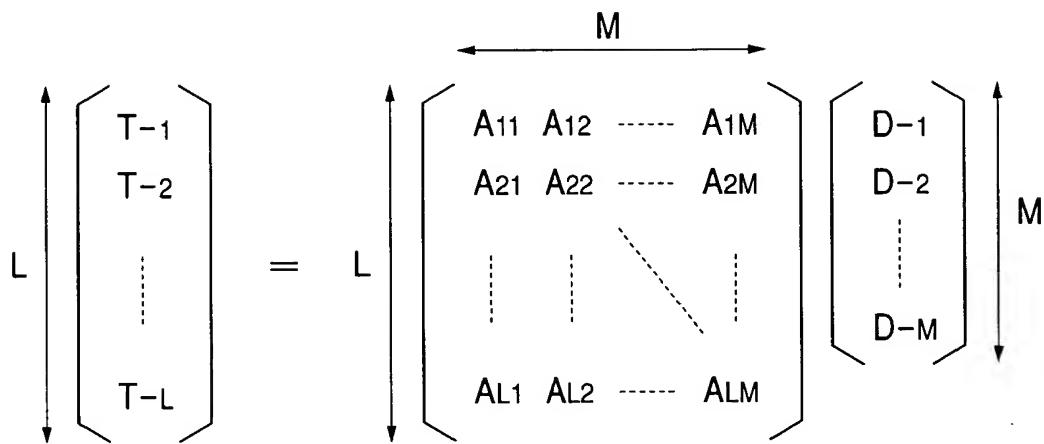


FIG. 8

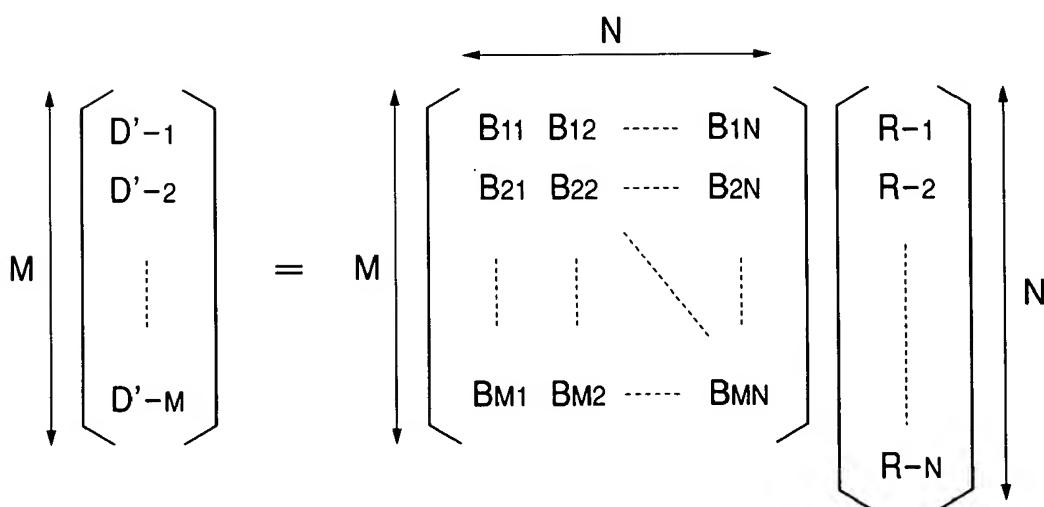


FIG. 9

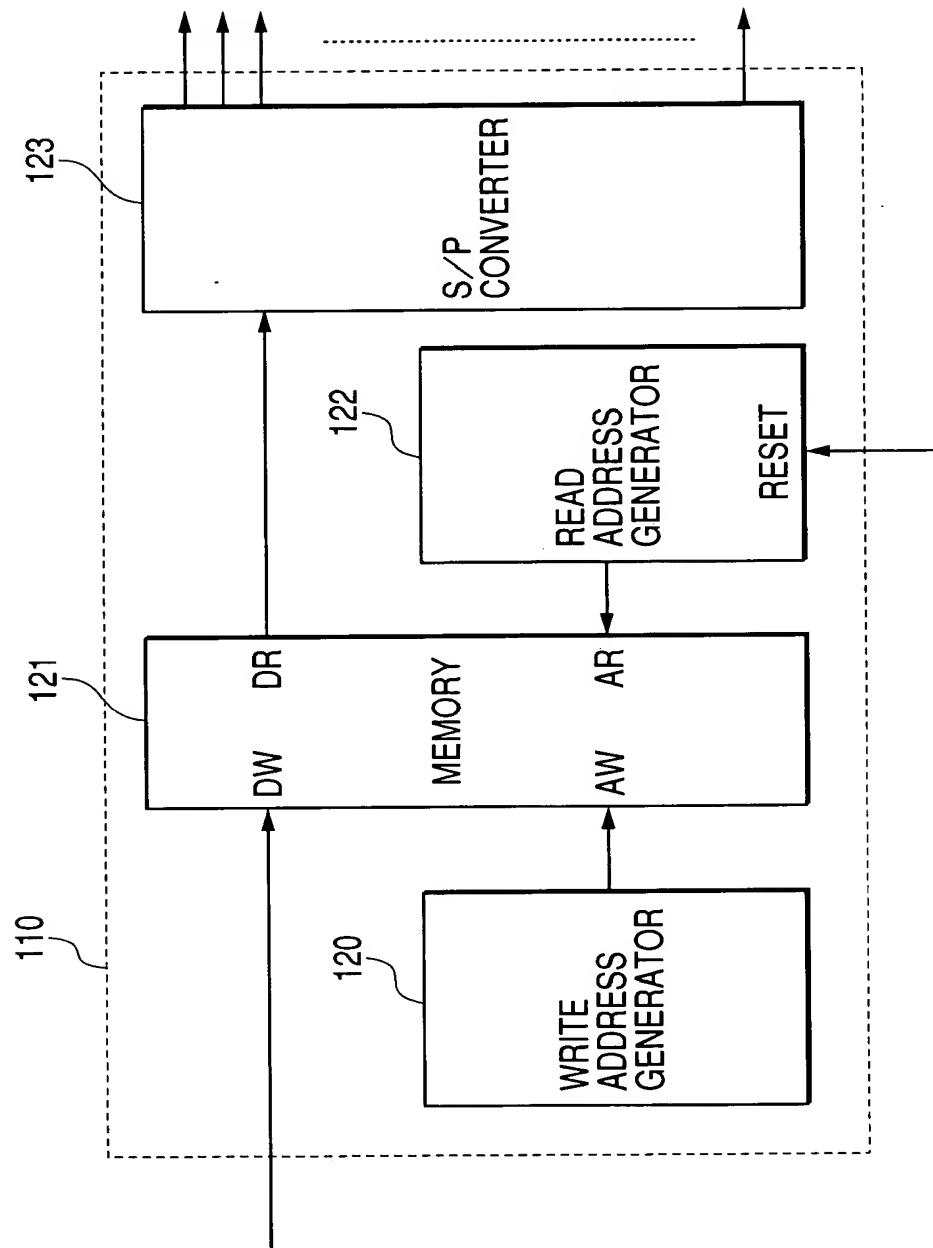


FIG. 10

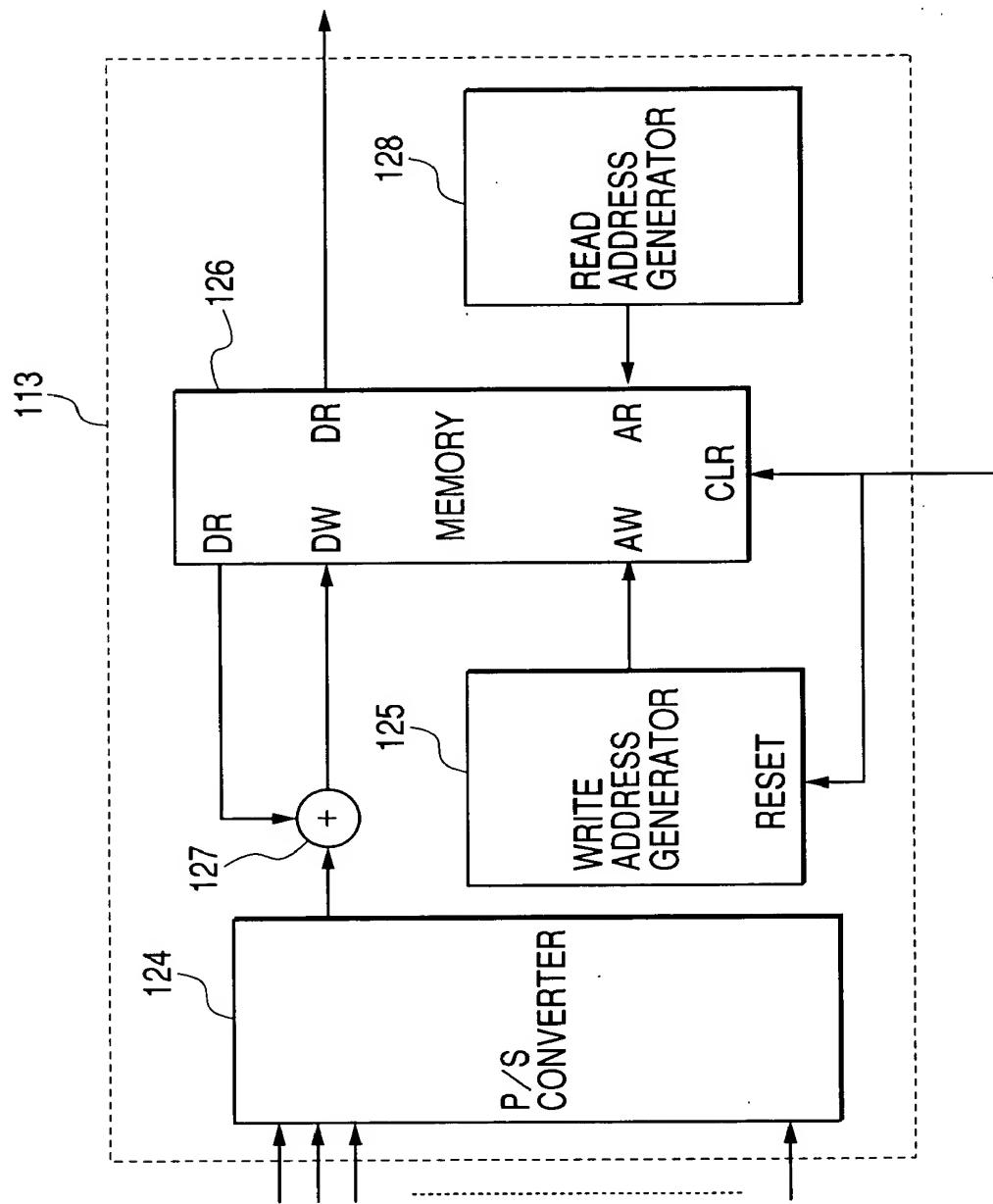


FIG. 11

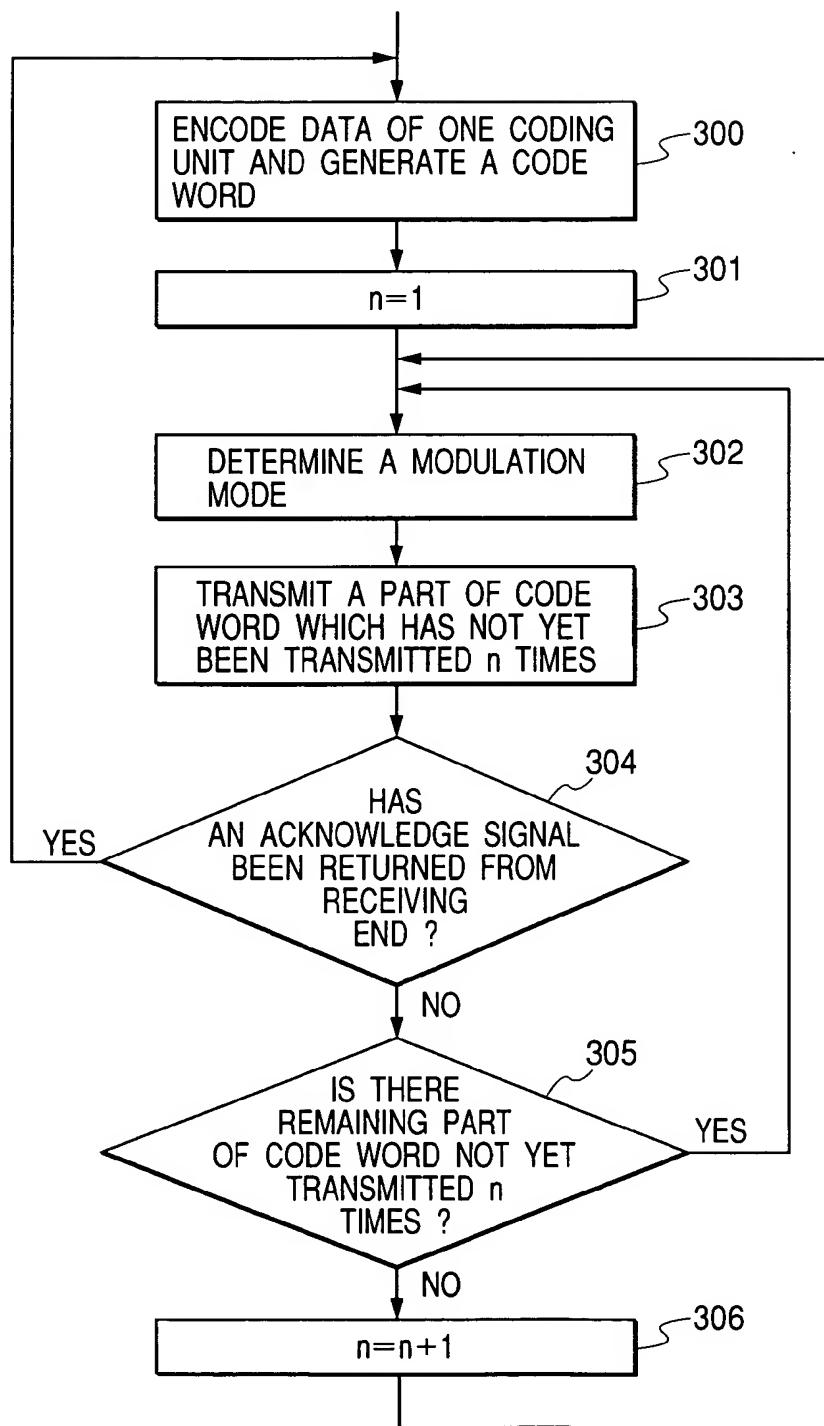


FIG. 12

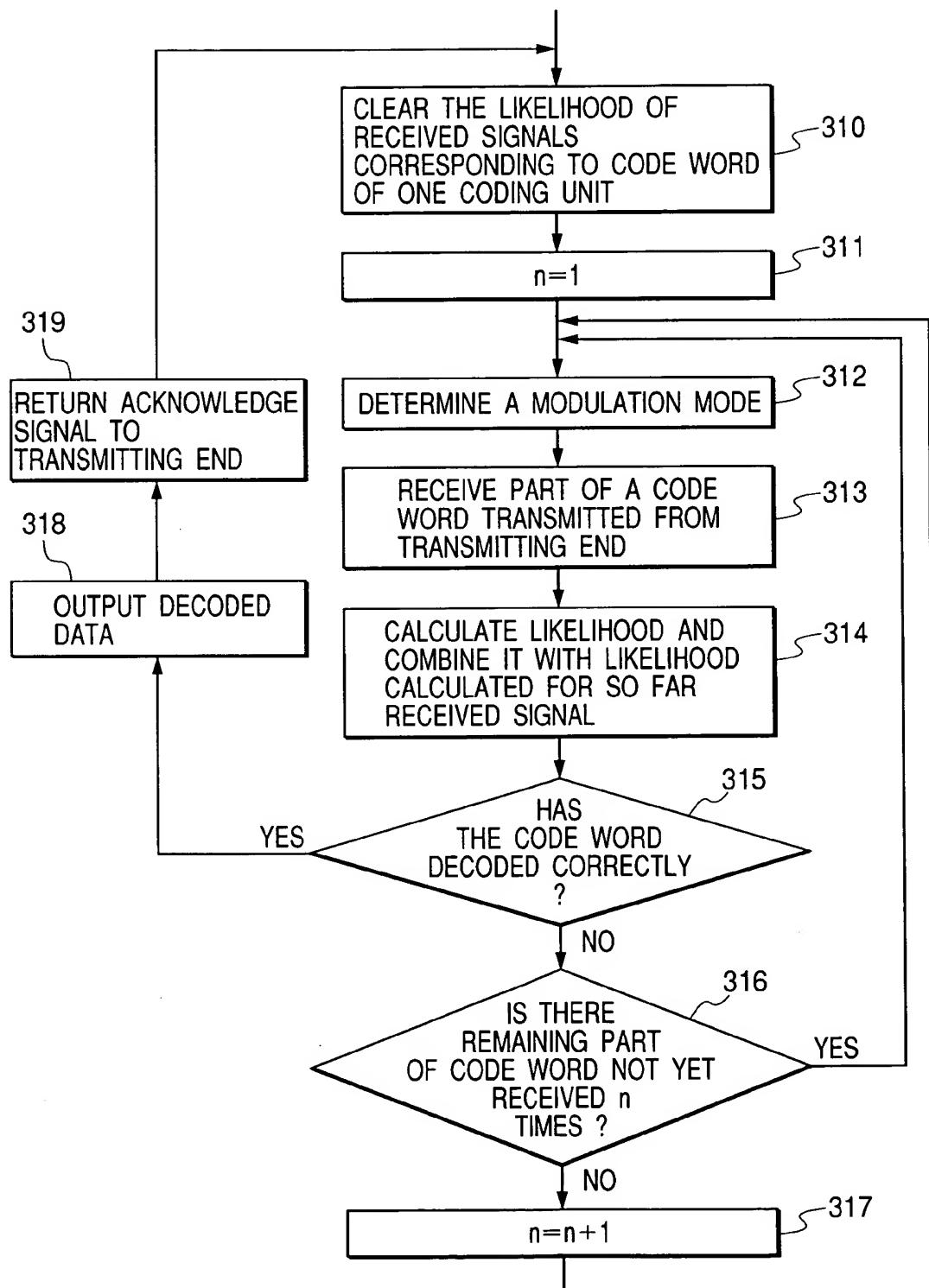


FIG. 13

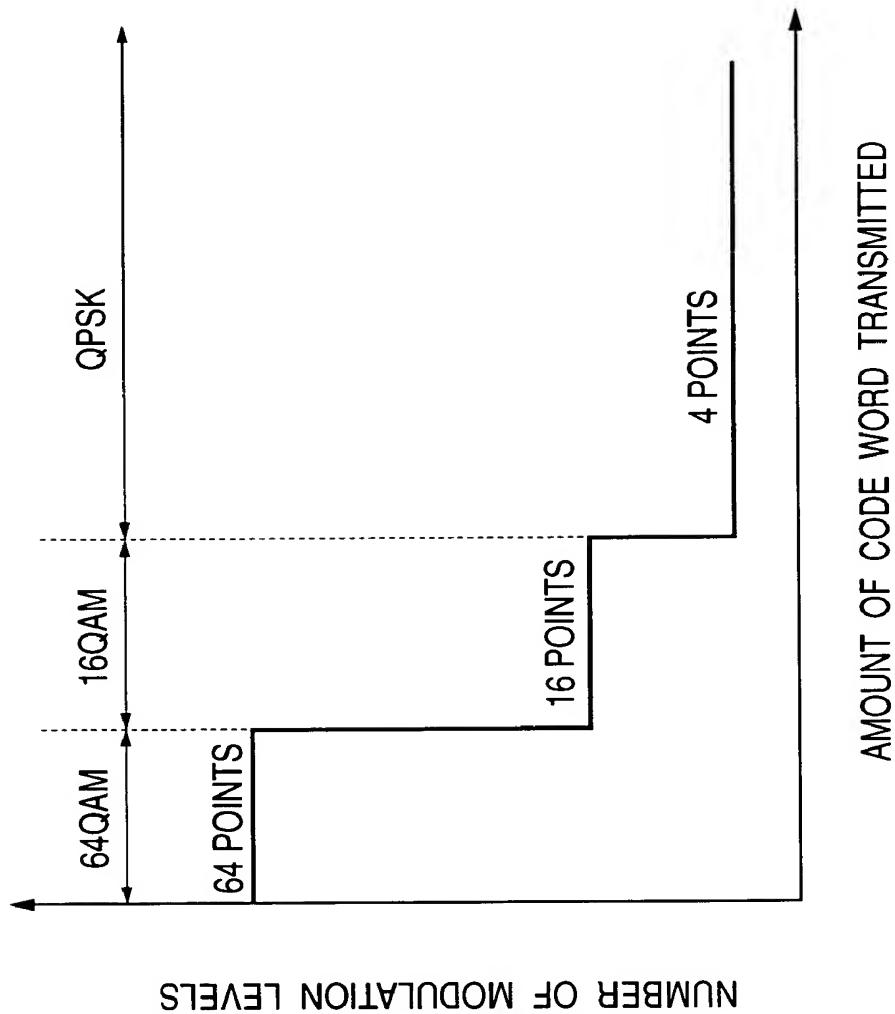


FIG. 14

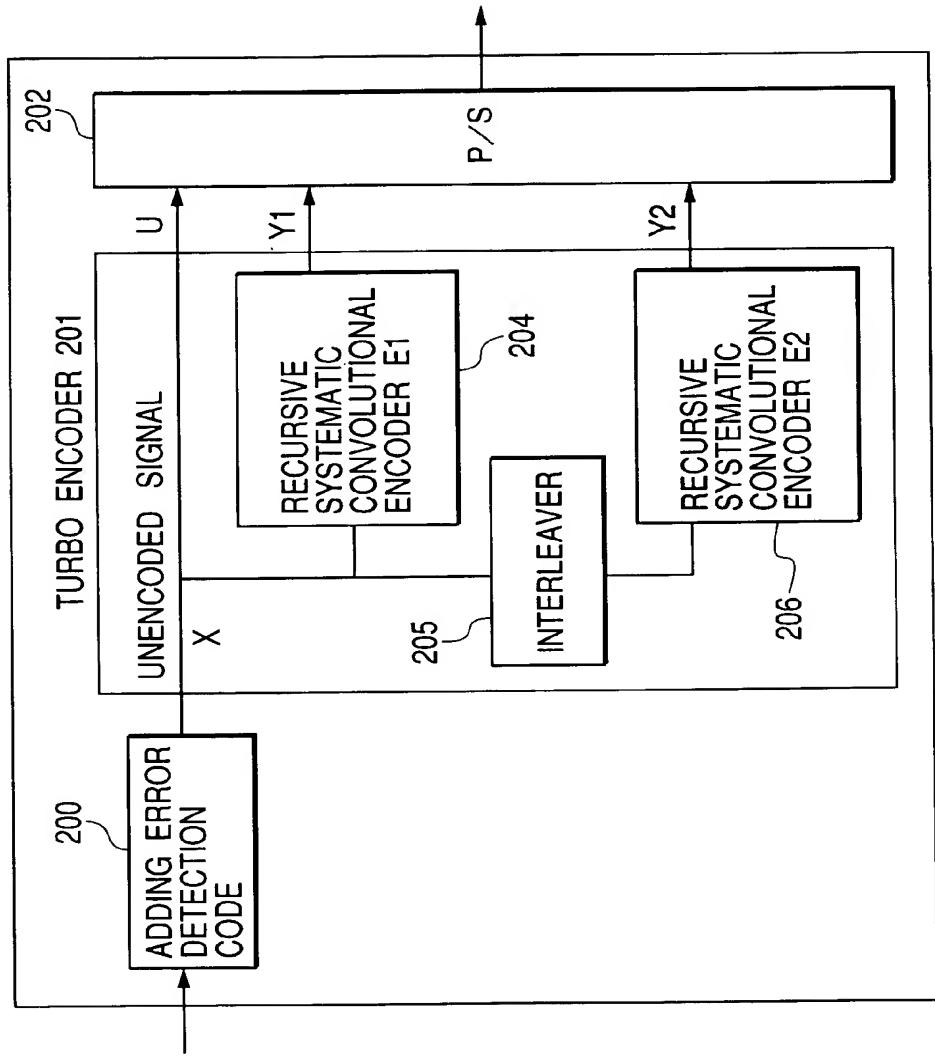


FIG. 15

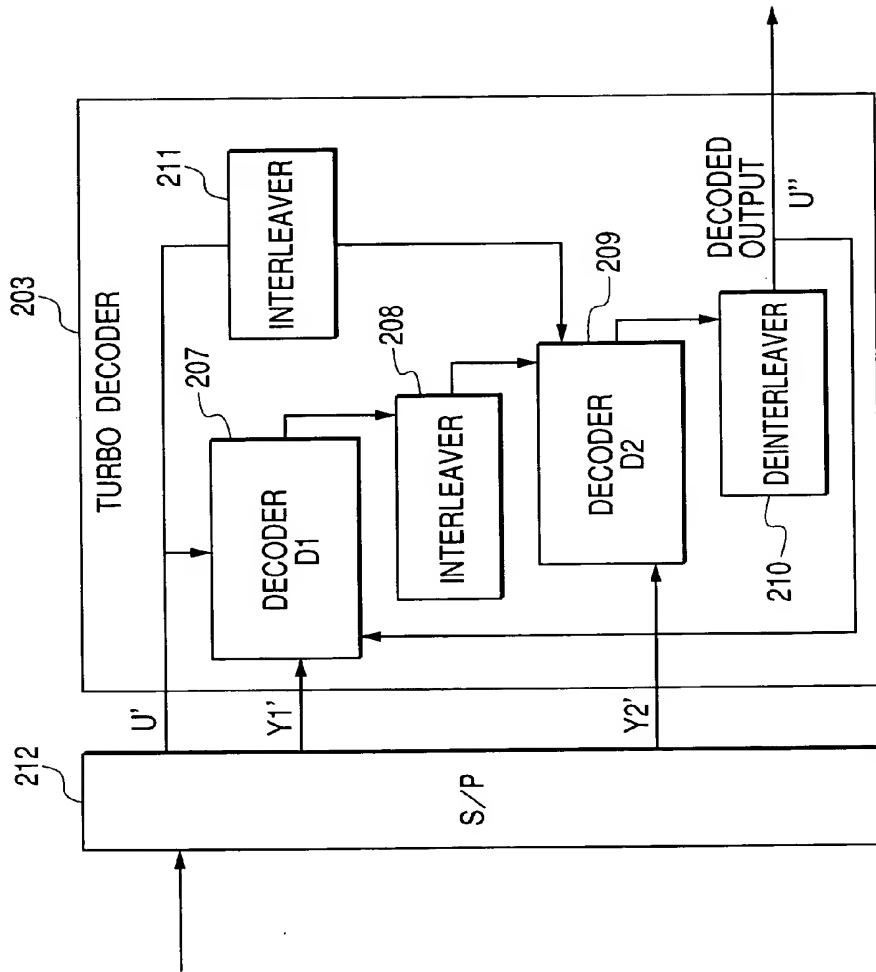


FIG. 16

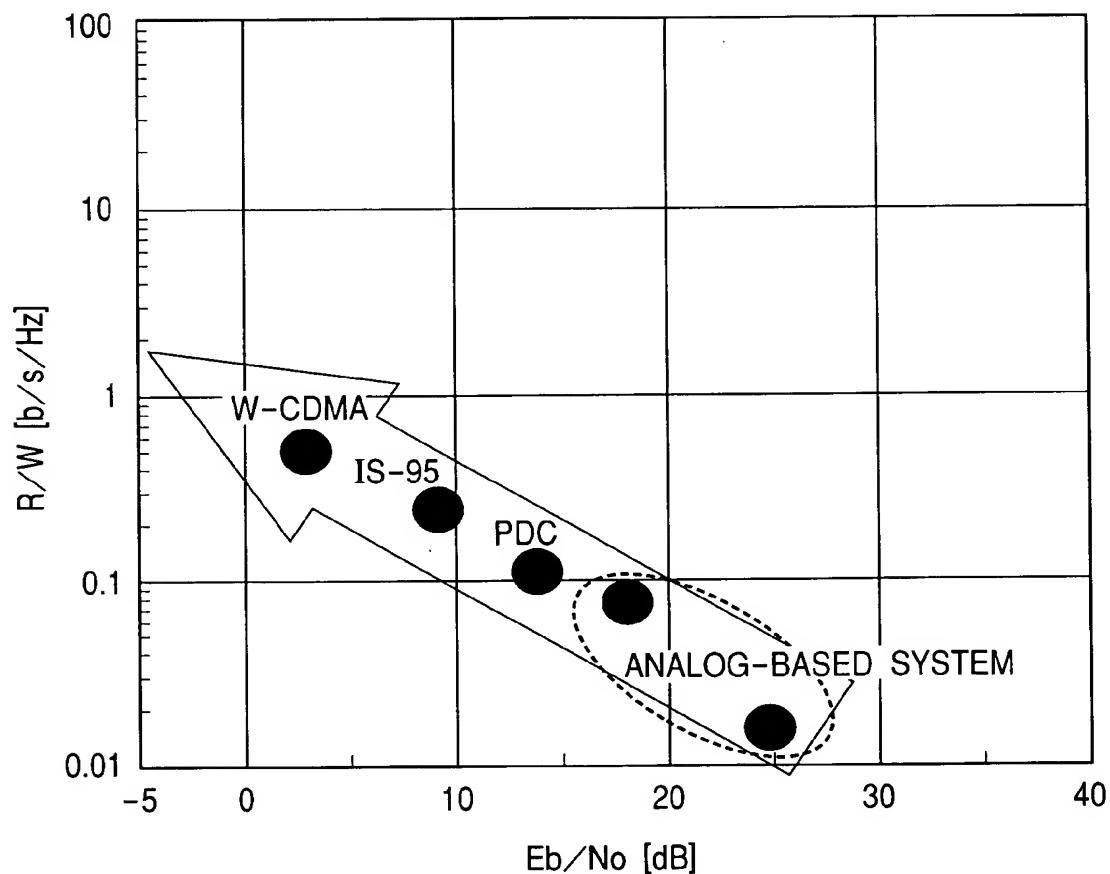


FIG. 17

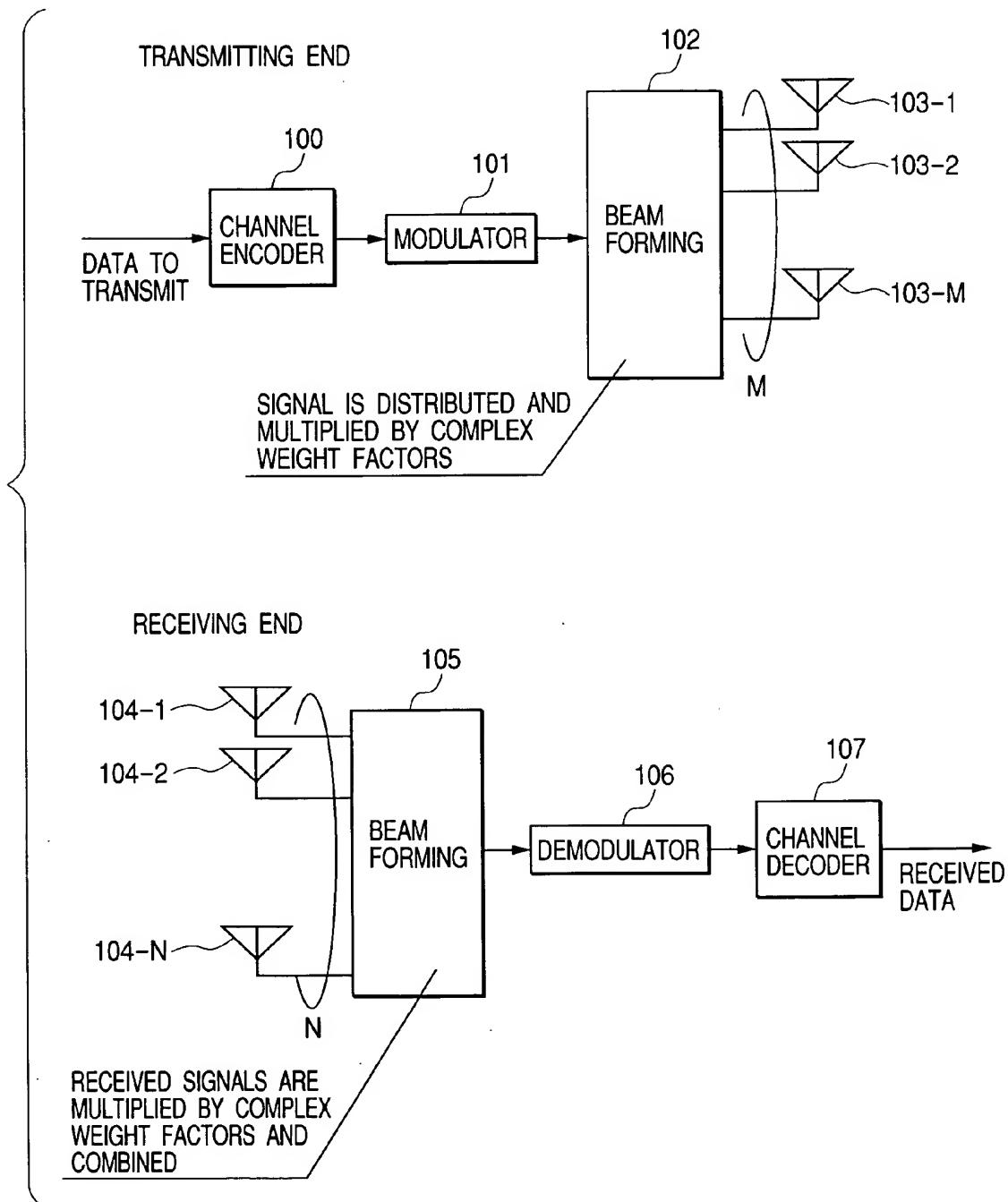
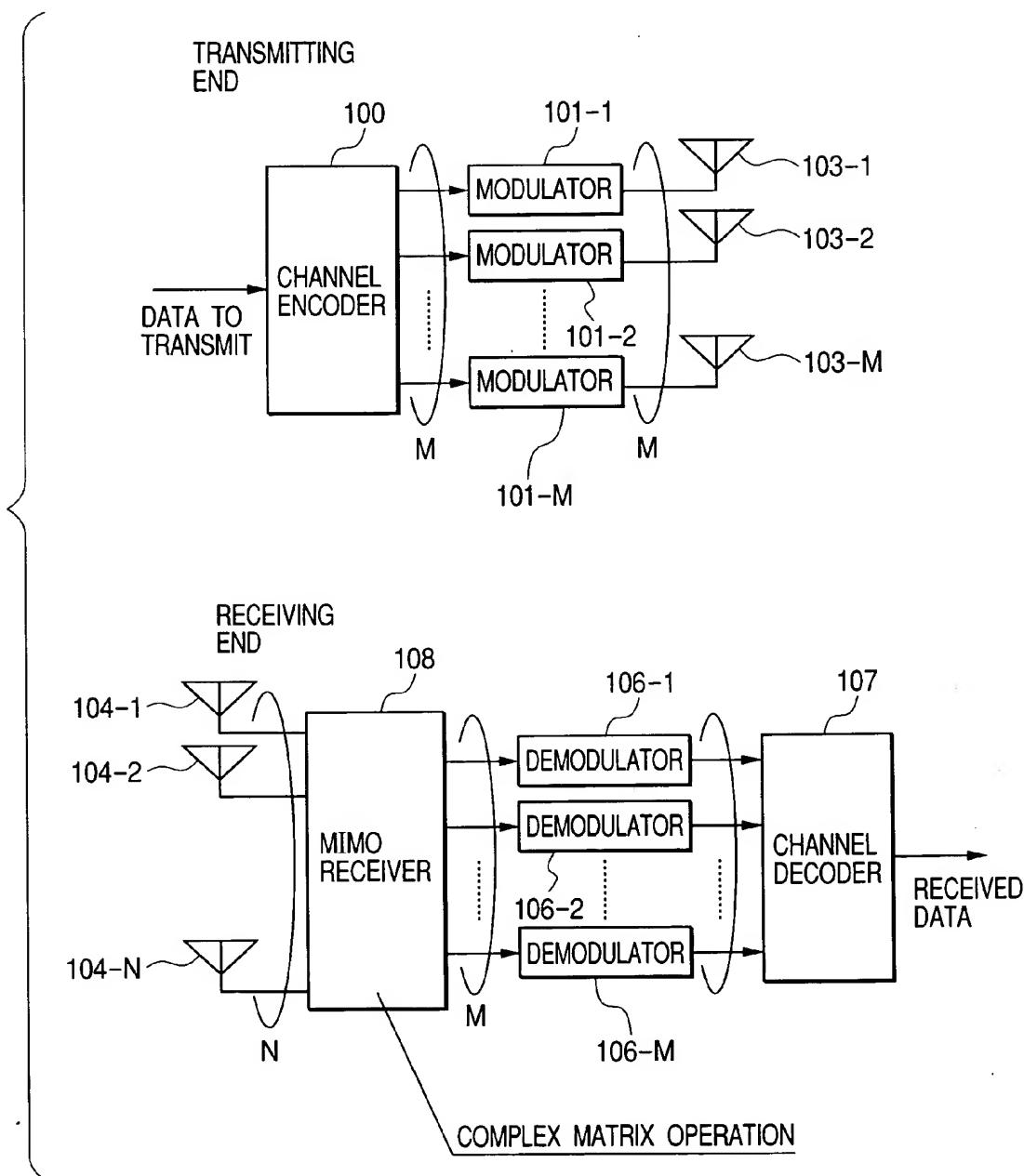


FIG. 18



DATA TRANSMISSION METHOD FOR A MOBILE COMMUNICATION SYSTEM

BACKGROUND OF THE INVENTION

[0001] 1. Field of the Invention

[0002] The present invention relates to a data transmission method in a mobile communication system.

[0003] 2. Description of Related Art

[0004] Since an Advanced Mobile Phone Service (AMPS) was started in the United States at the beginning of 1980s, and since an automobile telephone service was started in major cities of Japan, the number of cellular mobile users has so far multiplied dramatically. Accordingly, mobile communication systems were required to have a large capacity enough to accommodate a great number of users and analog cellular services using a large-capacity backbone network were launched in 1988. These analog cellular services are called the first generation (1G). Thereafter, digital cellular mobile telephone services based on Time Division Multiple Access (TDMA), positioned as the second generation, were started in the early 1990s. In Europe, a Global System for Mobile Communications (GSM) was started in 1991. In Japan, a Personal Digital Cellular (PDC) service was started in 1993. In the United States, a Digital AMPS (D-AMPS) (IS-54) was launched in 1993. These 2G systems led to the current prosperity of mobile communications. Somewhat later, an IS-95 (cdmaOne) system which adopted Code Division Multiple Access (CDMA) was put into practical use, and the IS-95 service was launched in South Korea and the United States in 1996 and also in Japan in 1998. Some calls the IS-95 based systems the second and a half generation (2.5 G) to differentiate them from the second generation (2G) TDMA systems. In October, 2001, a W-CDMA service, which is a system of IMT-2000, positioned as the third generation (3G), was launched in Japan.

[0005] Active efforts toward the next generation mobile communications, the fourth generation mobile communications (4G) are also being made and a goal of realizing mobile communications in a 100 Mbps cellular environment has come to be recognized widely. The communication rate of 100 Mbps is about 100 times as faster as the IMT-2000 and it is an important challenge how to achieve such a high transmission rate in as narrow a frequency band as possible in order to make effective use of finite resources of radio frequencies.

[0006] Spectrum efficiency, the term which will be used hereinafter, is defined as follows. Through the use of total bit rate R per cell (or sector if the system is divided into sectors) and system frequency bandwidth W which is used in expanding service area on to surface, a ratio of R/W is referred to as the spectrum efficiency. If a 1-Hz frequency band is assigned to a mobile communication system, this spectrum efficiency corresponds to a maximum bit rate allowed for a user who occupies one cell or sector. Enhancing the R/W ratio means enhancing the maximum bit rate that the system can provide to users.

[0007] When viewing the above mobile communication systems which have heretofore been adopted by a measure of the spectrum efficiency, it will be understood that the spectrum efficiency R/W has been improved more as the generation advances, as is shown in FIG. 16. Also, it is

indicated here that the spectrum efficiency improvement so far made to the mobile communication systems has a close relation to reduction in Eb/No required for the mobile communication systems. Eb denotes energy required to transmit one bit of data to be communicated and No denotes noise power density in the frequency band. It is reasonable that the reduction in the required Eb/No was achieved mainly by the following technologies: digitizing for 2G, CDMA and Viterbi code adopted for 2.5G, and Turbo code adopted for 3G.

[0008] Further spectrum efficiency improvement is expected for 4G to be made by new technologies which have not been utilized positively in the 3G and earlier mobile communication systems. One of such technologies is utilizing adaptive array antennas. A signal transmission method using the adaptive array antennas is depicted in FIG. 17. At the transmitting end, data to transmit is channel encoded **100** and modulated **100** and the modulated transmit signal is multiplied by M units of complex weight factors, and thereby transmit beams are generated **102**. The beams are transmitted from M units of transmitting antennas **103-1** through **103-M**). Each factor by which the transmit signal is multiplied during the beam forming **102** and the positions of the transmitting antennas **103-1** through **103-M**) determine the pointing directions of the transmit beams. By controlling the pointing directions, the transmit beams can be configured to make radio beam emission power strongest in the direction toward the target receiver. At the receiving end, signals received by N units of receiving antennas **104-1** through **104-N**) which are arranged in an array are multiplied by complex weight factors and added and combined **105**. Each factor by which the received signals are multiplied during the beam forming **105** and the positions of the receiving antennas **104-1** through **104-N**) determine the pointing directions of receiving beams. By controlling the pointing directions, the receiving beams can be configured to make radio beam receiving power strongest in the direction from the particular transmitter and relatively suppress radio beam receiving power in other directions. Thereby, the desired radio beam is made strong against interference beams.

[0009] Another one of the above-mentioned new technologies is utilizing Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) propagation channels. A signal transmission/reception method using the MIMO channels is depicted in FIG. 18. Data to transmit is channel encoded **100** into M units of different signals which are then respectively modulated by modulators **101-1** through **101-M**) and transmitted from a plurality of transmitting antennas **103-1** through **103-M**) which are arranged in an array. The M units of transmit signals are mixed complexly through the propagation channels and come to the receiving end. At the receiving end, signals received by N units of receiving antennas **104-1** through **104-N**) which are arranged in an array are multiplied by a complex matrix of M rows by N columns **108**, and thereby M units of signals are obtained. By configuring the complex matrix such that the signals mixed through the above propagation channels are separated each other, the signals corresponding to the signals modulated by the modulators **101-1** through **101-M** can be output from the MIMO receiver **108**. Then, the M units of signals are respectively demodulated by demodulators **106-1** through **106-M** and decoded by a channel decoder **107**, and thereby received data is obtained. In the above-described method, the M units

of different signals can be transmitted in parallel on the channels of the same radio frequency and communication with a high spectrum efficiency is considered achievable.

[0010] However, in fact, spectrum efficiency improvement to a great degree cannot be expected by applying the above-discussed technologies to mobile communication. There is a theoretical limitation to the spectrum efficiency, which is called a Shannon limit. As is shown in **FIG. 1**, the spectrum efficiency achieved by the third generation W-CDMA system comes near to the Shannon limit. For further spectrum efficiency improvement, the operation point must be moved such that Eb/No increases with increase in R/W in the graph of **FIG. 1**. However, because of the presence of interference from other cells and sectors in mobile communication environment, there is a limitation by interference (an interference limit curve shown in **FIG. 1**) in addition to the Shannon limit. It is indicated that the W-CDMA has achieved the spectrum efficiency near to the maximum spectrum efficiency within the limitation of mobile communication system operation defined by both the Shannon limit and the interference limit. In order to achieve further spectrum efficiency improvement, technology for expanding these limits is necessary.

[0011] Application of the foregoing array antennas can make the desired radio beam strong against the interference beams and, therefore, this can make the level of the interference limit up. Accordingly, the system operation limitation is expanded. However, as indicated by the Shannon limit curve shown in **FIG. 1**, R/W sharply rises when Eb/No increases up to 10 dB, but its rise becomes a little as Eb/No further increases from 10 dB to 40 dB. This indicates that powerful action for reducing interference is required to make a great improvement to the spectrum efficiency by the adaptive array antennas.

[0012] On the other hand, the foregoing MIMO channels enable configuring a plurality of channels (channel pluralizing) and, therefore, this can expand the Shannon limit of the previous systems using a single channel in the R/W up direction in the graph of **FIG. 1**. Thus, the effect of improvement to the spectrum efficiency appears to be great. However, because there is also the foregoing interference limit in mobile communication environment, the system operation available range defined by both the interference limit and the Shannon limit is not improved much after all even if the Shannon limit is expanded and the mobile communication system cannot take advantage of the effect using the MIMO channels.

SUMMARY OF THE INVENTION

[0013] It is therefore a first object of the present invention to provide a mobile communication system which expands the foregoing system operation limitation effectively and improves the spectrum efficiency greatly. A second object of the present invention is to control the operation point represented by the R/W vs. Eb/No curve in the graph of **FIG. 1** appropriately by tracking propagation channels which change in real time as mobile terminals move.

[0014] The present invention can provide a data transmission method by which the spectrum efficiency was greatly improved as compared with the data transmission methods carried out in mobile communication systems through the application of the previous technologies. Also, the invention

can provide a data transmission method in which modulation modes and transmission rates are controlled appropriately for dynamic change of propagation channels.

[0015] In order to solve the above-described problems, a data transmission method for use in a mobile communication system of the present invention includes means for channel pluralizing by which to expand the above-mentioned Shannon limit and means for interference reduction by which to expand the above-mentioned interference limit. More specifically, a transmitting module at the transmitting end comprises M units of modulators and L units of transmitting antennas, generates L units of signals by multiplying M units of modulated signals by a complex matrix consisting of M×L units of elements, and transmits the L units of signals from the L units of transmitting antennas.

[0016] In order to achieve the foregoing second object of the present invention, the transmitting module comprises a channel encoding means, a buffer means, M units of modulation means, and L units of transmitting antennas, stores a code word encoded by the channel encoding means into the buffer means, serially reads part of the code word from the buffer means until a receiving acknowledge signal has been returned from the receiving end, modulates the part of the code word by the above M units of modulation means, generates L units of signals by multiplying M units of modulated signals by the complex matrix consisting of M×L units of elements, and transmits the L units of signals from the L units of transmitting antennas. A receiving module at the receiving end comprises N units of receiving antennas, M units of demodulation means, buffer means, and a channel decoding means, each time receiving part of a code word, serially stores the part of the code word into the buffer, sequentially executes channel decoding of the received signals thus stored, and returns the receiving acknowledge signal to the transmitting end when the signals are decoded normally.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

[0017] **FIG. 1** is a graph representing spectrum efficiency and system operation limitation;

[0018] **FIG. 2** is a diagram showing the configurations of transmitting and receiving modules in a mobile communication system according to a preferred Embodiment 1 of the present invention;

[0019] **FIG. 3** is a diagram showing the configurations of transmitting and receiving modules in a mobile communication system according to a preferred Embodiment 2 of the present invention;

[0020] **FIG. 4** shows a modulated signal format example in the present invention;

[0021] **FIG. 5** is a diagram to explain the operation of modulators in the present invention;

[0022] **FIG. 6** is a diagram to explain the operation of demodulators in the present invention;

[0023] **FIG. 7** is a diagram to explain the operation of a complex matrix operation unit in the present invention;

[0024] **FIG. 8** is a diagram to explain the operation of a MIMO receiver in the present invention;

[0025] FIG. 9 shows a configuration example of a buffer at the transmitting end according to Embodiment 2 of the present invention;

[0026] FIG. 10 shows a configuration example of a buffer at the receiving end according to Embodiment 2 of the present invention;

[0027] FIG. 11 is a flowchart of operation flow at the transmitting end in Embodiment 2 of the present invention;

[0028] FIG. 12 is a flowchart of operation flow at the receiving end in Embodiment 2 of the present invention;

[0029] FIG. 13 shows an example of control for the number of modulation levels in Embodiment 2 of the present invention;

[0030] FIG. 14 shows a channel encoder configuration example in the present invention;

[0031] FIG. 15 shows a channel decoder configuration example in the present invention;

[0032] FIG. 16 is a graph of spectrum efficiency by the heretofore adopted mobile communication systems;

[0033] FIG. 17 shows configuration examples of transmitting and receiving modules using adaptive array antennas (prior art example 1); and

[0034] FIG. 18 shows configuration examples of transmitting and receiving modules using MIMO channels (prior art example 2).

DETAILED DESCRIPTION OF THE PREFERRED EMBODIMENTS

[0035] FIG. 2 shows the configurations of transmitting and receiving modules in a mobile communication system according to a preferred Embodiment 1 of the present invention. A transmit signal is channel encoded by a channel encoder 100 and serial-parallel converted into M units of signals. These M units of signals are modulated by modulators 101-1 through 101-M into M units of complex modulated signals (modulated symbols). The modulators 101-1 through 101-M may perform multilevel modulation if appropriate. In view of reduced circuitry scale, it may also be preferable to configure the transmitting module such that a serial-parallel converter which is present at the output of the channel encoder in this embodiment is moved to the post stage of a single modulator. The single modulator modulates transmit signals serially into M units of complex modulated signals (modulated symbols) and the serial modulated signals are serial-parallel converted into signals to be supplied to a complex matrix operation unit which will be described later. These M units of complex modulated signals (modulated symbols) are multiplied by a complex matrix consisting of $M \times L$ units of complex factors in the complex matrix operation unit 109 and thereby L units of complex signals are obtained. The L units of complex signals are transmitted by L units of transmitting antennas 103-1 through 103-L. At this time, the M-units of modulated signals are beam formed in the complex matrix operation unit 109 so that the L units of signals multiplied with different complex weight factors are transmitted in parallel from the L-units of transmitting antennas. At the receiving end, N units of signals received through N units of receiving antennas 104-1 through 104-N are multiplied by a complex matrix consisting of $N \times M$ units

of complex factors in a MIMO receiver 108 and thereby M units of complex signals (received symbols) are obtained. The M units of complex signals (received symbols) are respectively demodulated by demodulators 106-1 through 106-M into M units of demodulated signals. The M units of demodulated signals are input to a channel decoder 107, channel decoded, and output as received data. In view of reduced circuitry scale, it may also be preferable to configure the receiving module such that the above M units of complex signals (received symbols) are demodulated serially by a single modulator into M units of demodulated signals which are in turn serially supplied to the above channel decoder 107. Here, either of the transmitting end and the receiving end may be either a base station or a mobile station.

[0036] FIG. 14 shows a configuration example of the above channel encoder 100. The channel encoder shown in FIG. 14 uses turbo encoding. First, means for adding error detection code 200 adds error detection code to data to transmit. Then, the data to transmit is input to a turbo encoder 201 in which two recursive systematic convolutional encoders 204 and 206 and an interleaver 205 encode the data into code words U, Y1, and Y2 which are output from the turbo encoder. Moreover, a parallel-serial (P/S) converter 202 converts the code words into serial code words which are in turn output. At this time, it is desirable to perform interleaving the output bit sequences at the same time.

[0037] FIG. 4 shows the structures of the signals modulated by the modulators 101-1 through 101-M. The M units of modulated signals each contain data signals D-1 through D-M and reference signals P-1 through P-M which are inserted at given intervals. The data signals D-1 through D-M are generated by the data to transmit and change, according to the data to transmit. On the other hand, the reference signals P-1 through P-M are known signals determined by the system and used by the MIMO receiver 108 and demodulators 106-1 through 106-M at the receiving end as reference signals for demodulation.

[0038] FIG. 7 explains the operation of the above complex matrix operation unit 109. The modulated signals D-1 through D-M (P-1 through P-M) are multiplied by the complex matrix [A] which consists of $M \times L$ units of complex factors and thereby L units of complex signals T-1 through T-L are obtained. For this operation, the complex matrix [A] must be obtained. If the modulated signals D-1 through D-M (P-1 through P-M) are separately beam formed in the same concept as for adaptive array antennas, the vectors of the columns in the resultant matrix [A] have a same value. As a result, it becomes impossible to separate D-1 through D-M (P-1 through P-M) at the receiving end. Thus, the conventional beam forming concept cannot be applied to obtaining the matrix [A]. It is desirable to determine the complex matrix [A] in the present invention so as to maximize channel capacity to be achieved $C = \log 2 (\det(I + P_s/P_n) (H^*H))$. Here, $\det(\cdot)$ denotes determinant, P_s denotes average power for the M units of transmit signals, P_n denotes average received noise power, I denotes identity matrix, and $(\cdot)^*$ denotes complex conjugate transposition of the matrix. H can be expressed with a complex matrix of $L \times N$ units which is a propagation matrix between the L units of transmitting antennas and the N units of receiving antennas. As a concrete method of obtaining the matrix A for

maximizing C , a commonly used maximizing algorithm with a nonlinear function of several variables should be used, constrained by that $\sum (A_{ij})^2$ ($i=1$ to L , $j=1$ to M) be a constant value. $\sum (A_{ij})^2$ is to be constant because the transmitting power must be set constant. To obtain the matrix H which is information about the MIMO propagation channels, the most conceivable way is posting results of observing the channels at the receiving end to the transmitting end. However, if bidirectional communication channels exist, one for transmission and the other for reception, it is also possible to derive the propagation channels matrix H by observing the signals in the backward direction. If no reliable information about the propagation channels matrix H can be obtained, it is possible to generate the matrix $[A]$ randomly. In this case, the beam forming effect of the adaptive array antennas cannot be obtained, but only the effect of transmitting diversity is obtained.

[0039] **FIG. 8** explains the operation of the above MIMO receiver **108**. The received signals $R-1$ through $R-N$ from the N units of receiving antennas **104-1** through **104-N** are multiplied by the $N \times M$ complex matrix $[B]$ and thereby M units of signals $D-1$ through $D-M$ output from the MIMO receiver are obtained. Here, the complex matrix $[B]$ is constituted to separate the M units of modulated signals which were mixed together in the complex matrix operation unit at the sending end and through the propagation channels. Specifically, the matrix $[B]$ should be determined to match as closely as possible with the known signals which must have been transmitted as the reference signals $P-1$ through $P-M$ shown in the above **FIG. 4**. To do this, a Minimum Mean Square Error (MMSE) algorithm which minimizes the noise and interference effects should be applied.

[0040] **FIG. 15** shows a configuration example of the above channel decoder **107**. A series of received signals demodulated by the demodulators **106-1** through **106-M** is separated into U' , $Y1'$, and $Y2'$ by a serial-parallel (S/P) converter **212** and the U' , $Y1'$, and $Y2'$ signals are decoded by a turbo decoder **203** and decoded results U'' are output. As the signals are decoded by repeated decoding through a series of decoders **207**, **209**, interleavers **208**, **211**, and a deinterleaver **210**, receiving errors involved in the signals are corrected. If the channel encoder at the sending end performs interleaving of output bit sequences, the above serial-parallel (S/P) converter **212** also performs corresponding deinterleaving.

[0041] The mobile communication system according to the above-described Embodiment 1 of the invention can take advantage of both the channel pluralizing effect by using the MIMO channels and the interference reduction effect by using the adaptive array antennas and provides the data transmission method for mobile communication in which the spectrum efficiency was improved greatly as indicated by a “4G” point indicated in **FIG. 1**. However, according to the conditions of the propagation channels, the operation at the target point level is not always achieved. For example, if the vectors of the rows in the propagation channels matrix H of the MIMO propagation channels comes to have stronger interrelations and the parallelity of the channels, in other words, the number of parallel channels decreases, then components are weighted on the vectors of some of the columns in the matrix A and the channel pluralizing effect is reduced. In such cases, conversely, the beam forming effect

becomes easy to obtain and, consequently, the interference reduction effect becomes greater. It is therefore desirable to shift the operation point in **FIG. 1** to the right, that is, to increase E_b/N_0 . This can be accomplished by increasing the number of modulation levels and/or decreasing the redundancy by increasing the encoding rate.

[0042] Next, **FIG. 3** shows the configurations of transmitting and receiving modules in a mobile communication system according to a preferred Embodiment 2 of the present invention. The channel encoder **100**, complex matrix operation unit **109**, transmitting antennas **103-1** through **103-L**, receiving antennas **104-1** through **104-N**, MIMO receiver **108**, and channel decoder **107** operate the same as described in Embodiment 1. In Embodiment 2, a channel encoded code word is temporarily stored into a buffer **110**. The code word bits stored in the buffer **100** are read sequentially and modulated by modulators **111-1** through **111-M**. For modulation, it is desirable to modulate a plurality of bits simultaneously by multilevel modulation such as Quadrature Amplitude Modulation (QAM). Reading the code word bits from the buffer **110** and modulating them are repeated until a receiving acknowledge signal has been returned from the receiving end. At the receiving end, signals (received symbols) output from the MIMO receiver **108** are respectively demodulated by demodulators **112-1** through **112-M** corresponding to the modulators **111-1** through **111-M** at the transmitting end and demodulated signals are sequentially stored into a buffer **113**. The buffer **113** outputs the received signals stored therein which are a part of an encoding unit to the channel decoder **107** even before the reception of the encoding unit is complete, and decoding is tried. An error detector **114** checks the decoded results, using the error detection code which was added at the transmitting end and notifies the transmitting end of the result of the check. When it is detected that the signals in one coding unit have been received correctly without errors, the buffer **113** is cleared and becomes ready for the next coding unit. A buffer **115** stores the decoded signals which are sequentially overwritten with the signals decoded by the channel decoder **107** and output them as received signals when it is notified of correct reception from the error detector **114**.

[0043] **FIG. 9** shows a configuration example of the buffer **110**. Code words in one unit of encoding output from the encoder **100** are sequentially written into the memory **121**, according to address generated by a write address generator **120**. On the other hand, the written code words are sequentially read from the memory, according to address generated by a read address generator **122**, parallelized by a serial-parallel (S/P) converter **123**, and supplied to the above modulators **111-1** through **111-M**. If a receiving acknowledge signal is not returned from the receiving end after whole of code word of coding unit has been sent to the modulators, then the code word stored in the memory **121** is read again and re-sent to the modulators. At this time, it is desirable to change the sequence of the addresses generated by the read address generator **122**. Thereby, signal quality difference per bit of the code word can be equalized.

[0044] **FIG. 5** explains the operation of the above modulators **111-1** through **111-M**. The top matrix is 64 QAM mapping, the middle one is 16 QAM mapping, and the bottom one is QPSK mapping. In the 64 QAM mapping, for a set of six bits (b_0, b_1, \dots, b_5) , 64 bit combinations are

mapped onto 64 points on the IQ complex plane and output signal $I+Q$ (modulated symbol) is obtained. Similarly, in the 16 QAM mapping, mapping four bits (b_0, b_1, b_2, b_3) onto 16 points is performed. In the QPSK mapping, mapping two bits (b_0, b_1) onto four points is performed.

[0045] FIG. 6 explains the operation of the demodulators 112-1 through 112-M. FIG. 6 explains a principle of how a 16 QAM modulated signal is demodulated and the same principle applies to other modulation schemes. Four bits (b_0, b_1, b_2, b_3) are demodulated as follows. For b_0 , among modulated signal points with $b_0=0$, a point nearest to a received signal point (received symbol) marked with a square point in the figure is selected and its distance L_{00} from the received signal point is measured. Similarly, among modulated signal points with $b_0=1$, a point nearest to the received signal point is selected and its distance L_{01} from the received signal point is measured. From these results, $L_{00}^2-L_{01}^2$ is output as likelihood of received signal b_0 and b_0 is demodulated. For b_1 to b_3 , the same operation is performed.

[0046] FIG. 10 shows a configuration example of the above buffer 113. The signals demodulated by the above demodulators 112-1 through 112-M are converted into a sequence of the demodulated signals by a parallel-serial (P/S) converter 124. Meanwhile, the demodulated signals of the same code word received so far are read from the memory 126, according to address generated by a write address generator 125, added to the sequence of the demodulated signals output from the above parallel-serial (P/S) converter 124 in an adder 127, and stored again into the memory 126. The demodulated signals stored in the memory 126 which are a part of an encoding unit are read from the memory 126, according to a read address generator 126, and sent to the channel decoder 107, even before the reception of the encoding unit is complete. When the error detector 114 detects that the code word has been decoded without errors and supplies a decoding complete signal to the buffer, the memory 126 and the write address generator 125 are initialized and become ready for receiving the next code word. As a matter of course, the write address generator 125 and the read address generator 128 shown in FIG. 10 must have inverse relation to the write address generator 120 and the read address generator 122 shown in the above FIG. 9.

[0047] The operation flow at the transmitting end in Embodiment 2 is explained in FIG. 11 and the operation flow at the receiving end is explained in FIG. 12. At the transmitting end, the first step is encoding data in one unit of encoding and generating a code word (300). Then, a transmission count variable n is initialized to 1 (301). A modulation mode to be performed by the modulators 111-1 through 111-M is determined, according to the channel conditions (302). Part of the code word which has not yet been transmitted n times is modulated and transmitted (303). If an acknowledge signal is returned from the receiving end, the procedure returns to step 300 and the next code word is generated. If not, the procedure returns to step 302 and the remaining part of the code word is transmitted. When the transmission of the code word has been completed for the n th time, the variable n is incremented by one (306) and the code word is transmitted again. At the receiving end, in advance of receiving, the first step is clearing the likelihood of received signals corresponding to a code word in one coding unit (310). Then, a reception count variable n is

initialized to 1 (311). A modulation mode which corresponds to a demodulation mode to be performed by the demodulators 112-1 through 112-M is determined, according to the channel conditions (312). Part of a code word received is demodulated and the likelihood of the demodulated signal is combined with the likelihood calculated for so far received signal (313, 314). Using the so far demodulated signals, it is judged whether the data in the whole of coding unit have been decoded correctly (315). If the data in the whole of coding unit have been decoded, the decoded data is output (318), the acknowledge signal is returned to the transmitting end (319), and the procedure returns to step 310. If the data in the whole of coding unit have not been decoded correctly, demodulation of received signals is continued (316, 317). Here, when determining a modulation mode, by referring to instantaneous channel quality, it would be reasonable to select a modulation mode with a great number of modulation levels if the quality is good; otherwise, select a modulation mode with a small number of modulation levels if the quality is poor. More simply, as is shown in FIG. 13, it may also be preferable to determine a modulation mode according to how much part of the code word or amount of code word has been transmitted so far. Based on the principle according to FIG. 13, modulation levels can be controlled simply. If transmission is completed with small parts of code word, then it would be equivalent to achieving the transmission with a high number of modulation levels on average. The equivalent number of modulation levels actually decreases as the portions of code word transmitted increases. That transmission is completed with small portions of code word means propagation channel quality is good. If the transmission of greater portions of code word is needed, it means propagation channel quality is poor. Modulation level control based on the principle according to FIG. 13 can be expected to produce the effect equivalent to modulation mode change control according to propagation channel conditions.

[0048] According to Embodiment 2, time required to transmit one unit of encoding automatically changes, according to propagation channel conditions, and, as a result, the operation point indicated in FIG. 1 would have been controlled appropriately. However, if the number of parallel transmission channels as the MIMO propagation channels decreases, it is desirable to increase the number of modulation levels and the encoding rate as is the case for Embodiment 1. In the present embodiment 2, the transmission of a code word continues until the receiving end acknowledges the code word reception and, consequently, the encoding rate is controlled appropriately. For instance, if decoding of only part of a code word transmitted is successful, redundant code word transmission is avoided and the encoding rate is high. For instance, if code word decoding is successful only after repeated transmission of the code word, the encoding rate is low. Meanwhile, it is desirable to control the number of modulation levels in the same manner as in Embodiment 1. Specifically, if the number of parallel transmission channels as the MIMO propagation channels decreases, it is desirable to increase the number of modulation levels. This is, in effect, equal to controlling a threshold in changing modulation mode if in use with modulation level control according to FIG. 13. If the number of parallel transmission channels as the MIMO propagation channels

decreases, the threshold in the number of code words to be transmitted should be set high so as to reduce the number of modulation levels.

What is claimed is:

1. A mobile communication system comprising a transmitting station and a receiving station, said transmitting station comprising:

a plurality of modulators;

an encoder which encodes data to transmit into a code word, separates the code word into a plurality of signals, and outputs the plurality of signals to said plurality of modulators;

an operation unit which performs beam forming of transmit signals modulated by said plurality of modulators in order to transmit the transmit signals from a plurality of antennas; and

a plurality of antennas, said receiving station comprising:

a plurality of antennas which respectively receive the signals transmitted from said plurality of antennas of said transmitting station;

a MIMO receiver which separates said plurality of signals from the signals input from said plurality of antennas;

a plurality of demodulators which demodulate the plurality of signals output from said MIMO receiver; and

a decoder which decodes said plurality of demodulated signals.

2. The mobile communication system according to claim 1, wherein:

said transmitting station has M units of said modulators and L units of said antennas;

said operation unit multiples M units of signals input from said modulators by a complex matrix consisting of MxL units of elements; and

said complex matrix is settled, according to conditions of propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

3. The mobile communication system according to claim 1, wherein an encoding rate of said encoder is fixed, according to conditions of the propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

4. The mobile communication system according to claim 1, wherein said modulators perform multilevel modulation.

5. The mobile communication system according to claim 4, wherein:

said transmitting station includes a first buffer to store said code word;

said first buffer divides said code word into bits and sequentially outputs the bits to said plurality of modulators;

in response to a receiving acknowledge signal transmitted from the receiving station, said first buffer outputs to said modulators are stopped and said code word stored is cleared from the buffer;

said encoder outputs a code word following said cleared code word to said first buffer; and

said receiving acknowledge signal indicates that received signals in a complete unit of encoding have been decoded normally on said receiving station.

6. The mobile communication system according to claim 4, wherein:

the number of levels of modulation to be performed by said modulators is controlled, according to parallellicity of MIMO propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

7. The mobile communication system according to claim 5, wherein:

said receiving station includes a second buffer to store outputs of said plurality of demodulators, a third buffer to store outputs of said decoder, and an error detector;

said decoder sequentially reads signals stored in said second buffer, decodes the signals, and output the decoded results;

said error detector judges whether the signals in the complete unit of encoding have been decoded normally from said decoded results;

if the signals in the complete unit of encoding have been decoded normally, said error detector sends said receiving acknowledge signal to said transmitting station; and said third buffer outputs the decoded results stored therein.

8. The mobile communication system according to claim 5, wherein:

said plurality of modulators reduces the number of modulation levels of said multilevel modulation, if the number of code word bits output from said first buffer or the number of symbols modulated by said plurality of modulators for each code word exceeds a predetermined criterion value.

9. The mobile communication system according to claim 8, wherein:

said predetermined criterion value is changed, according to circumstances of the propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

10. A transmitting station with a plurality of antennas which transmits data on a plurality of transmission channels to a receiving station with a plurality of antennas, said transmitting station comprising:

a plurality of modulators;

an encoder which encodes data to transmit into a code word, separates the code word into a plurality of signals, and outputs the plurality of signals to said plurality of modulators;

an operation unit which executes arithmetic operation for giving pointing directions of transmit beams to a plurality of transmit signals modulated by said plurality of modulators; and

the plurality of antennas from which signals output from said operation unit are transmitted to said receiving station.

11. The transmitting station according to claim 10, wherein:

 said transmitting station has M units of said modulators and L units of said antennas;

 said operation unit multiples M units of signals input from said modulators by a complex matrix consisting of $M \times L$ units of elements; and

 said complex matrix is settled, according to conditions of propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

12. The transmitting station according to claim 10, wherein an encoding rate of said encoder is fixed, according to conditions of the propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

13. The transmitting station according to claim 10, wherein:

 said transmitting station includes a buffer to store the code word output from said encoder;

 said buffer divides said code word into bits and sequentially outputs the bits to said plurality of modulators;

 in response to a receiving acknowledge signal transmitted from the receiving station, said buffer outputs to said modulators are stopped and said code word stored is cleared from the buffer;

 said encoder outputs a code word following said cleared code word to said buffer; and

 said receiving acknowledge signal indicates that received signals in a complete unit of encoding have been decoded normally on said receiving station.

14. The transmitting station according to claim 10, wherein:

 said plurality of modulators perform multilevel modulation; and

 the number of levels of the multilevel modulation is determined, according to parallelity of the propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

15. The transmitting station according to claim 13, wherein:

 said plurality of modulators perform multilevel modulation; and

 the number of levels of the multilevel modulation is reduced, if the number of code word bits output from said buffer or the number of symbols modulated by said plurality of modulators for each code word exceeds a predetermined criterion value.

16. A data transmission method for use in a transmitting station with a plurality of antennas which transmits data on a plurality of transmission channels to a receiving station with a plurality of antennas, said data transmission method comprising:

 encoding data to transmit into a code word;
 separating said code word into a plurality of signals;
 modulating the plurality of signals by modulators;
 executing arithmetic operation for giving pointing directions of transmit beams to said plurality of modulated signals when being simultaneously transmitted from said plurality of antennas; and
 transmitting signals obtained from said arithmetic operation from said plurality of antennas.

17. The data transmission method according to claim 16, wherein:

 said transmitting station has M units of said modulators and L units of said antennas;
 said arithmetic operation is a procedure of multiplying M units of signals input from said modulators by a complex matrix consisting of $M \times L$ units of elements; and
 said complex matrix is settled, according to conditions of propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

18. The data transmission method according to claim 16, wherein:

 an encoding rate of said encoder is fixed, according to conditions of the propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

19. The data transmission method according to claim 16, wherein:

 in response to a receiving acknowledge signal received from said receiving station, code word modulation in process is stopped and modulation of a code word following the code word starts; and

 said receiving acknowledge signal indicates that received signals in a complete unit of encoding have been decoded normally on said receiving station.

20. The data transmission method according to claim 16, wherein:

 said modulation is multilevel modulation; and
 the number of levels of the multilevel modulation is determined, according to parallelity of the propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

* * * * *